

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Studijní program: B2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 2612R011 – Elektronické informační a řídicí systémy

**Optimalizace parametrů regulační struktury určené
ke kompenzaci parazitních kmitů servomechanismu
s pružnou vazbou**

**Optimization of control structure parameters
designed to compensate torsional vibration of
servomechanism with a flexible coupling**

Bakalářská práce

Autor:

Václav Žáček

Vedoucí BP práce:

Ing. David Lindr

Konzultant:

Doc. Ing. Pavel Rydlo, Ph.D.

Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci (TUL) nezasahuje do mých autorských práv užitím mé diplomové práce pro vnitřní potřebu TUL.

Užiji-li diplomovou práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti TUL; v tomto případě má TUL právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Diplomovou práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum 20. 5. 2011

Podpis

Václav Žáček

Poděkování

Chci poděkovat vedoucímu práce Ing. Davidu Lindrovi za odborné vedení, ochotu i cenné rady při tvorbě bakalářské práce.

Za pomoc a konzultace děkuji Ing. Janu Opálkovi a Doc. Ing. Pavlu Rydlovi, Ph.D.

Velké díky patří rovněž mé rodině za podporu a vytvoření optimálního zázemí po celou dobu studia na Technické Univerzitě v Liberci.

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá potlačením parazitních kmitů, vyvolaných prudkou změnou polohy, u dvojhmotových servomechanismů. Jejím cílem je navržení a optimalizace zpětnovazební kompenzace těchto kmitů tak, aby použitá regulační struktura byla dostatečně robustní a dobře kompenzovala, nejen v jednom pracovním bodě, ale i při změně některých parametrů.

V teoretické části je popsán použitý servomechanismus s principy jeho řízení. Rovněž je zde vytvořen a verifikován simulační model, sloužící k navrhování a ověřování regulačních struktur.

V další části jsou vysvětleny možnosti zpětnovazební kompenzace parazitních kmitů. Pro vybrané metody zde byly navrženy i konkrétní parametry, jež byly simulačně ověřeny a následně vyzkoušeny na reálném servomechanismu. Na konci je zhodnocena úspěšnost kompenzace, jsou zde popsány parametry, jaké musí servomechanismus dosahovat, aby zpětnovazební kompenzace byla úspěšná.

Klíčová slova: řízení servomechanismu, kompenzace parazitních kmitů, SIEMENS SIMATIC, synchronní servomotor, kaskádní regulace

Abstract

The bachelor thesis deals with compensation of torsional vibration, invoked by great change of speed on servomechanism with a flexible coupling. The goal of this work is design and optimization of feedback compensation. Using control structure should be enough flexible, so that it should be able to work in many occasions but with similar parameters.

In theoretic part is described servomechanism and there is explanation of its controlling. There is constructed model of real servomechanism too. It should be used for design and verification of compensational mechanism.

Next part is interested in possibilities of methods for compensation torsional vibration. There are designed concrete methods for it. And they are verified on real servomechanism too. At last there is summing up of reached results and there are described parameters, that should servomechanism have, so that to be able to successfully compensate torsional vibration.

Keywords: controlling servomechanism, compensation of torsional vibration, SIEMENS SIMATIC, synchronous servomotor, cascade control

Obsah

Seznam použitých obrázků	8
Úvod	10
1 Popis servomechanismu	11
1.1 Synchronní motor s permanentními magnety	11
1.2 Převodovka	12
1.3 Zátěž	13
1.4 Řídicí systém	13
2 Matematický model	15
2.1 Model motoru	15
2.1.1 Zjednodušené blokové schéma synchronního motoru	15
2.1.2 Transformace do rotujícího souřadnicového systému	17
2.1.3 Blokové schéma synchronního motoru s permanentními magnety	18
2.2 Dynamický model zátěže	19
2.2.1 Redukovaný moment setrvačnosti	19
2.2.2 Dvuhmotový model	19
2.2.3 Frekvenční charakteristika dvojhmotového systému	21
3 Řízení servomotoru	22
3.1 Regulační struktura	22
3.1.1 Proudová regulační smyčka	23
3.1.2 Rychlostní regulační smyčka	25
3.1.3 Polohová regulační smyčka	26
3.2 Verifikace sestaveného matematického modelu	26
4 Kompenzační struktura pro potlačení parazitních kmitů	28
5 Dopředné řízení	29
6 Zpětnovazební metody	29
6.1 Vytvoření kompenzačního signálu pomocí zpětnovazebního zapojení s integrátory	29

6.2	Vytvoření kompenzačního signálu pomocí zpětnovazebního zapojení filtru.....	30
6.3	Vytvoření kompenzačního signálu pomocí úpravy zpětnovazebního zapojení váhovými koeficienty.....	30
6.3.1	Kompenzace parazitních kmitů při skokové změně žádané polohy	31
6.3.2	Potlačení parazitních kmitů při změně žádané hodnoty polynomickým, harmonickým nebo parabolickým průběhem.....	33
6.4	Testování navržené kompenzace na reálném zapojení servomechanismu s pružnou vazbou	35
Závěr		38
Použitá literatura		40
Přílohy		41
Příloha A: Simulační schéma servomechanismu s kompenzací parazitních kmitů pomocí váhových koeficientů ve zpětné vazbě.....		41
Příloha B: Přejíchodové charakteristiky proudových regulátorů pro verifikaci modelu		42
Příloha C: Přejíchodové charakteristiky rychlostních regulátorů pro verifikaci modelu.....		43
Příloha D: Vliv kompenzace parazitních kmitů na rozložení nul a pólů systému.....		44
Příloha E: Zapojení kompenzace v DCC Chart.....		45

Seznam použitých obrázků

<i>Obrázek 1: Schéma znázorňující zapojení jednotlivých částí servomechanismu</i>	<i>11</i>
<i>Obrázek 2: Synchronní motor se permanentními magnety Siemens 1FT6.....</i>	<i>12</i>
<i>Obrázek 3: Cykloidní převodovka Spinea</i>	<i>13</i>
<i>Obrázek 4: Schéma řídicího systému</i>	<i>14</i>
<i>Obrázek 5: Zjednodušené blokové schéma synchronního motoru</i>	<i>16</i>
<i>Obrázek 6: Parkova transformace</i>	<i>17</i>
<i>Obrázek 7: Transformace ze statorových do rotujících souřadnic</i>	<i>17</i>
<i>Obrázek 8: Simulační schéma synchronního motoru s permanentními magnety</i>	<i>19</i>
<i>Obrázek 9: Blokové schéma dvojmotové zátěže s pružnou vazbou</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 10: Frekvenční charakteristika dvojmotového systému mezi momentem a zrychlením motoru</i>	<i>21</i>
<i>Obrázek 11: Schéma kaskádní regulační struktury servomechanismu</i>	<i>22</i>
<i>Obrázek 12: Proudový PI regulátor</i>	<i>23</i>
<i>Obrázek 13: Amplitudová frekvenční charakteristika proudového regulátoru</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 14: Amplitudová frekvenční charakteristika rychlostního regulátoru</i>	<i>26</i>
<i>Obrázek 15: Přechodové charakteristiky proudového regulátoru modelu a reálného systému</i>	<i>27</i>
<i>Obrázek 16: Přechodové charakteristiky rychlostního regulátoru a reálného systému</i>	<i>28</i>
<i>Obrázek 17: Schéma zapojení kompenzace kmitů pomocí zpětné vazby s váhovými koeficienty</i>	<i>30</i>
<i>Obrázek 18: Zkoumání změn parametrů kompenzace v nástroji Control and Estimation Tools Manager.....</i>	<i>31</i>
<i>Obrázek 19: Rozložení nul a pólů u servomechanismu bez potlačení parazitních kmitů</i>	<i>32</i>
<i>Obrázek 20: Rozložení nul a pólů u servomechanismu s potlačením parazitních kmitů</i>	<i>32</i>
<i>Obrázek 21: Odezva servomechanismu na skokovou změnu žádané rychlosti bez kompenzace parazitních kmitů</i>	<i>32</i>
<i>Obrázek 22: : Odezva servomechanismu na skokovou změnu žádané rychlosti s kompenzací parazitních kmitů</i>	<i>32</i>
<i>Obrázek 23: Grafy polynomického, parabolického a harmonického průběhu dráhy a rychlosti</i>	<i>33</i>

<i>Obrázek 24: Odezva servomechanismu na změnu polohy o čtvrtinu oráčky bez kompenzace parazitních kmitů</i>	<i>34</i>
<i>Obrázek 25: Odezva servomechanismu na změnu polohy o čtvrtinu oráčky bez kompenzace parazitních kmitů</i>	<i>34</i>
<i>Obrázek 26: Dopravní zpoždění signálu z externího enkoderu porovnání s interním enkoderem reálného modelu</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 27: Dopravní zpoždění na externím enkoderu v porovnání s interním enkoderem nasimulované z modelu</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 28: Kompenzace parazitních kmitů s potlačením dopravního zpoždění pomocí filtru</i>	<i>37</i>

Úvod

Řízené elektrické motory jsou nedílnou součástí různých automatických pohonů. Oproti motorům, ve kterých se transformuje jiný typ energie na energii mechanickou, mají mnoho výhod. Vynikají velkou účinností a výkonem, dlouhou životností, nezatěžují své okolí splodinami a oproti jiným pohonům jsou tiší a kultivovanější. Mezi jejich slabší stránky patří vyšší hmotnost v poměru k výkonu a závislost na stálé dodávce elektrické energie.

Oproti jiným pohonům mají ještě jednu vlastnost, díky níž si dnes nedokážeme v mechatronických systémech představit jiný typ pohonu. Elektrické motory se totiž dají oproti mnoha jiným typům daleko přesněji a rychleji řídit.

V minulosti se jako hlavní akční člen v mechatronických soustavách používali především motory stejnosměrné, pro svou jednoduchou regulaci. V posledních letech umožnil vývoj výkonových polovodičů nahrazování těchto motorů moderními asynchronními a především synchronními motory, které se řídí pomocí frekvenčních měničů.

Pro pohony, ve kterých se rychlost skokově mění, ale zároveň je zde požadována vysoká přesnost, je problémem přenos otáček z hřídele motoru na zátěž. V praxi to může být například otočný stůl, sloužící k transportu obrobků mezi několika pracovišti. Spojení motoru se zátěží, tu v tomto případě představuje stůl, je realizováno zpravidla hřídelí s převodovkou. Čím je tato vazba tužší, tím má větší hmotnost, což se negativně projevuje zvýšeným momentem setrvačnosti a vyšší energetickou náročností provozu takového systému. Z tohoto důvodu se výrobci snaží navrhovat lehčí konstrukce, byť za cenu nižší tuhosti. Odchytky hřídele motoru a zátěže, při změnách rychlosti, se snaží potlačit různými kompenzačními metodami.

Tato práce se zabývá právě kompenzací kmitů, vznikajících kvůli nedostatečné tuhosti vazby mezi motorem a zátěží. K tomuto účelu bude používána soustava motoru s převodovkou spojená se zátěží pružnou vazbou. Při rychlejší změně polohy hřídele motoru se zátěž sice natočí, ale objeví se na ní parazitní kmity. Jejich vlastní frekvence je závislá na parametrech pružné hřídele a setrvačníku, proto je pro různé soustavy odlišná.

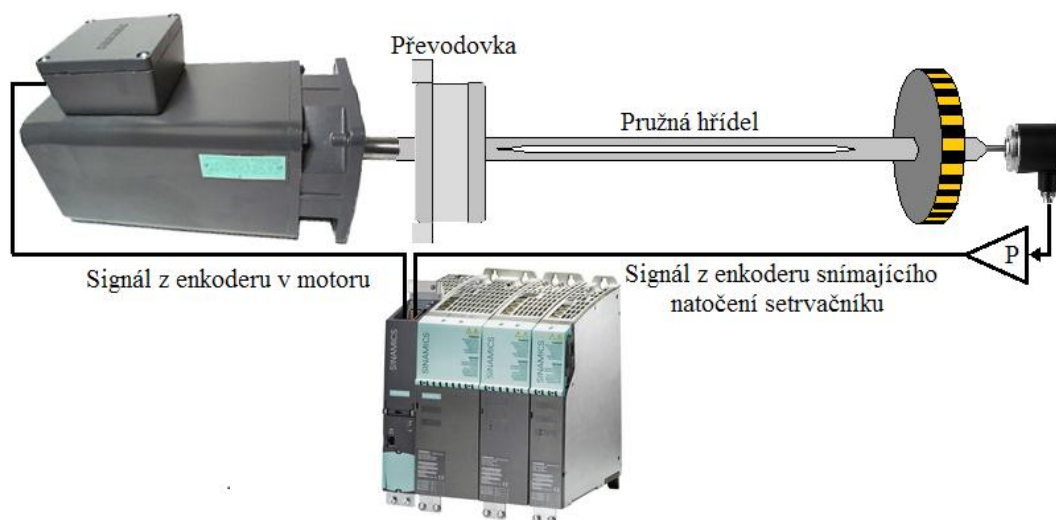
Cílem je proto optimalizovat parametry regulační struktury, která je určená k potlačení těchto parazitních kmitů na zátěži, spojené se servomechanismem pružnou vazbou.

K návrhu kompenzační struktury bude sloužit přesný model v programu MATLAB SIMULINK, kde bude možné porovnávat výsledky různých regulačních struktur a optimalizovat je. Výsledné nastavení kompenzace bude ověřováno na reálném systému, řízeným jednotou SIEMENS SINAMICS S120, jež se programuje ve vývojovém prostředí SIMOTION SCOUT.

1 Popis servomechanismu

Servomechanismus je automaticky pracující mechanické zařízení, využívající zpětnovazební zapojení, ke zjišťování regulační odchylky mezi žádanou a aktuální polohou. Tuto odchylku se systém snaží udržet co nejmenší.

Servopohon se skládá z motoru řízeného frekvenčním měničem a z kaskádně zapojených regulátorů polohy, rychlosti a proudu.



Obrázek 1: Schéma znázorňující zapojení jednotlivých částí servomechanismu

1.1 Synchronní motor s permanentními magnety

Synchronní motory jsou velmi moderní formou pohonu používaného v servomechanismech. Existují dva základní typy těchto motorů podle způsobu buzení. Prvním druhem je synchronní motor s budícím vinutím. Ten má ve statorových drážkách třífázové vinutí a je napájen harmonickým napětím. Na rotoru je budící vynutí napájené stejnosměrným proudem, který vytváří potřebné magnetické pole. Proud je na rotor přiváděn pomocí kartáčů. Tyto motory se často používají jako pohony větších výkonů nebo alternátory v elektrárnách.

Druhý typ synchronních pohonů se uplatňuje především v aplikacích nižších a středních výkonů. Jsou to synchronní motory s permanentními magnety na rotoru. Jedná se o velmi moderní pohony s vysokou účinností, napájené z frekvenčních měničů.

Mezi slabší stránky synchronních motorů s permanentními magnety patří právě magnety. Jejich výroba je poměrně nákladná, používají se zde prvky vzácných zemin, jako například neodym, které se nalézají v zemích třetího světa s nestabilním politickým systémem, tím pádem jejich dodávka nemusí být vždy spolehlivá, tudíž i výroba těchto

motorů může do budoucna nést určitá rizika. Další nevýhodou synchronních motorů buzených permanentními magnety na rotoru je jejich citlivost na zvýšenou teplotu. Dosáhne-li magnet Curieovy teploty, změní se jeho vnitřní uspořádání a z feromagnetického materiálu se stane paramagnetický. Více o problematice permanentních magnetů je možné se dočíst v [4].



Obrázek 2: Synchronní motor se permanentními magnety Siemens IFT6

Synchronní servomotor použitý v reálném modelu je od firmy Siemens a jedná se o typ 1FT6 084-AC71-3AA0 (obr. 2). Jeho parametry jsou zakódovány v typovém čísle. Jmenovité otáčky motoru jsou 2000 ot/min, jmenovitý výkon 3,5 kW. Motor obsahuje inkrementální absolutní enkoder, který slouží k přesnému měření polohy natočení rotoru. Jeho rozlišovací frekvence je 2048 pulzů na otáčku. Další parametry motoru lze dohledat v tabulce 1.

Lq indukčnost	9,9767 [mH]
Jmenovitý moment	16,9 [Nm]
Ld indukčnost	10,667 [mH]
Jmenovitý proud	8,3 [A]
Odpor vinutí a přívodních kabelů	1,081 [W]
Napěťová konstanta	144 [V]
Momentová konstanta	2,26 [Nm/A]
Počet pólů	4
Moment setrvačnosti	0,0048 [kgm ²]

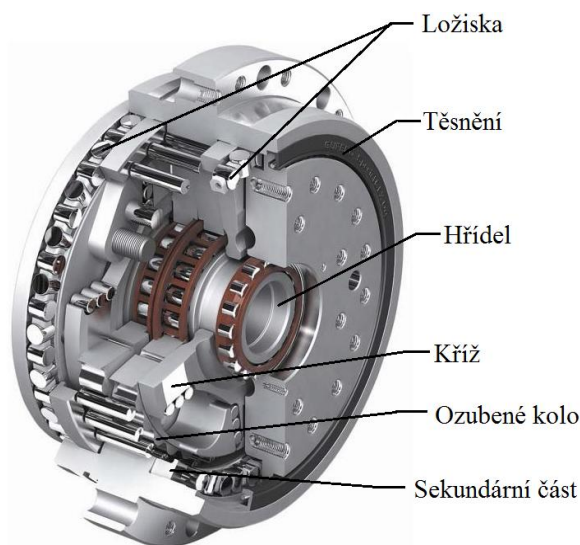
Tabulka 1: Parametry motoru

1.2 Převodovka

Hřídel motoru spojuje s pružnou vazbou bezvůlová převodovka firmy Spinea Twinspin (obr. 3). Jedná se o rotační cykloidní převodovku s vysokou přesností. Velmi důležitá je její bezvůlovost, pokud by zde nějaká vůle byla, do kompenzace kmitů by to zanášelo chybu.

Převodovka obsahuje radiálně axiální ložisko integrované do kompaktního celku. Je samosvorná, nevýhodou je vyšší pasivní odpor. Její převodový poměr je 1 : 33 a je definován vztahem (1).

$$p = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{\text{Otáčky motoru (primární)}}{\text{Otáčky zátěže (sekundární)}} \quad (1)$$



Obrázek 3: Cykloidní převodovka Spinea

1.3 Zátěž

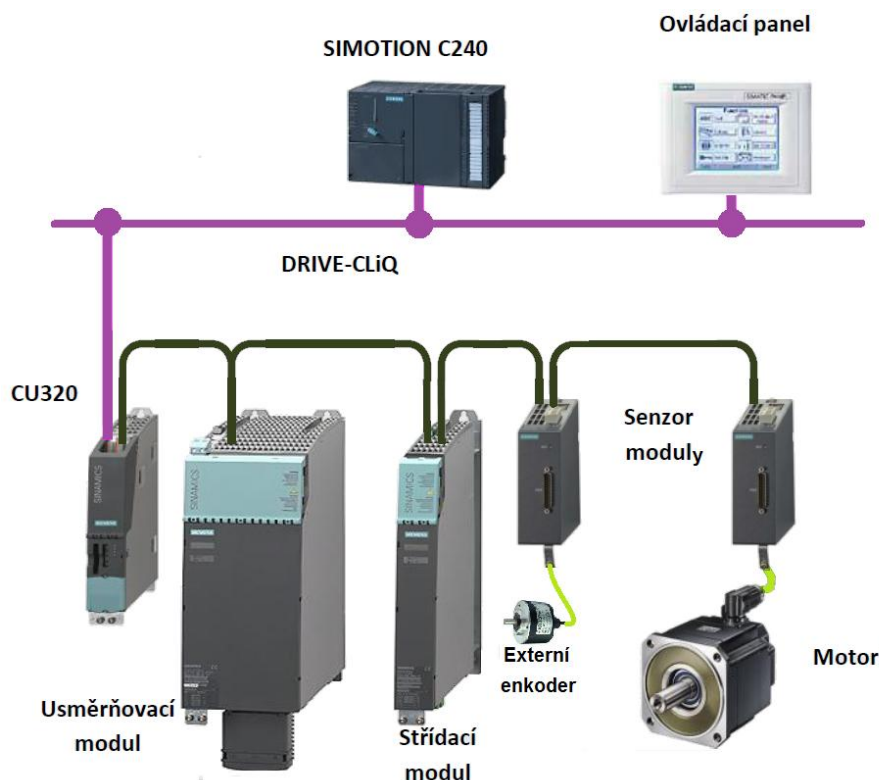
Z převodovky vystupuje pružná hřídel, která má určitou pružnost a určitý koeficient tlumení. Její tlumení je však velmi malé, proto si ho můžeme dovolit zanedbat. Na konci hřídele je umístěný setrvačnický, který ve spojení s pružnou vazbou vytváří soustavu, jež kmitá určitou rezonanční frekvencí. Moment setrvačnosti setrvačnicku je $J = 0,1 \text{ kgm}^2$.

Parametry soustavy nemusejí být stále konstantní, například pružnost hřídele se může měnit s teplotou nebo přílišným mechanickým namáháním. To je problém, jelikož kompenzaci parazitních kmitů nelze nastavit na konstantní parametry, ale je potřeba počítat s větším kompenzačním rozsahem.

Použitý setrvačnický v zapojení s pružnou vazbou představuje reálný model, nahrazující například různé dopravníky a polohovací mechanismy. U těchto strojů je totiž velmi důležitá přesná a rychlá regulace s kvalitní kompenzací.

1.4 Řídicí systém

Řídicí systém je produktem firmy Siemens. Jedná se o modulární systém obsahující frekvenční měnič SINAMICS S120 a řídicí systémy SIMOTION CU320 a SIMOTION C240. Laboratorní model obsahuje i senzor dva moduly, první snímá prostřednictvím enkoderu v motoru polohu hřídele a druhý senzor modul zjišťuje polohu setrvačnicku pomocí externího enkoderu.(obr. 4)



Obrázek 4: Schéma řídicího systému

Řídicí jednotka systému SIMOTION S120 obsahuje dvě části. První z nich je SINAMICS CU320, jež má na starosti řízení výkonové části, tedy rychlostní a proudovou regulační smyčku v kaskádní regulační struktuře.

Druhou částí je jednotka SIMOTION C240. Jedná se v podstatě o PLC, které je vybaveno funkcemi pro řízení pohonů a víceosé polohování.

Řídicí systém dále obsahuje frekvenční měnič navržený pro dynamicky náročné polohování. Jednotlivé komponenty mezi sebou komunikují pomocí Drive-CliQ, což je uzavřená sběrnice firmy Siemens. Jako komunikační rozhraní je možné použít Profibus, Ethernet nebo Profinet.

Řídicí jednotka SINAMICS S 120 rovněž pro zlepšení dynamické odezvy a stability používá zpětnovazebnou regulaci zabudovanou již v samotném řídicím systému. Nazývá se Dynamic Servo Control (DSC) prostřednictvím něhož se výrazně zkrátí doba odezvy servomechanismu. Běžná perioda vzorkování u systému SINAMICS S 120 je 1ms. DSC je však osminásobně rychlejší.[6]

Do řídicí struktury je možné zasahovat pomocí vývojového prostředí SIMOTION SCOUT jehož nástroj DCC Chart umožňuje vytváření vlastních regulačních struktur. Ty jsou vytvářeny prostřednictvím blokových schémat.

2 Matematický model

Pro optimalizaci regulační struktury bylo nutné sestavit přesný model motoru a zátěže. Díky němuž je možné nasimulovat chování pro různá nastavení regulátorů a kompenzací kmitů.

Především kvůli přesnosti by bylo lepší testovat nastavení regulátorů přímo na reálném systému. Program MATLAB/SIMULINK, který byl použit pro sestavení matematického modelu, ale umožňuje použití různých softwarových nástrojů, jež nalezení správných parametrů v regulační struktuře značně ulehčí. Výhodou je i možnost testování s nastavením uvádějícím systém na mezi stability, aniž by se servomechanismus poškodil. Ten se vlivem například velkého momentového namáhání některých částí, v reálném případě poškodit může.

2.1 Model motoru

Motor má na statoru navinuto trojfázové vinutí, které je napájeno trojfázovým harmonickým napětím. Při vytváření simulačního modelu je potřeba zohlednit působení všech tří cívek najednou a jejich působení mezi sebou.

Na rotoru jsou umístěny permanentní magnety, které vyvolávají magnetický tok Φ_B , který je konstantní.

Existuje větší množství druhů matematických modelů motoru. Například trojfázový, jednofázový, nebo d/q model, právě ten je použit pro simulaci motoru a je možné ho vidět na obrázku 8. Všechny tyto modely se chovají stejně, rozdíl je však v parametrech se kterými pracují, případně v jejich souřadném systému.

2.1.1 Zjednodušené blokové schéma synchronního motoru

Tento model je nejjednodušší, vychází z modelu stejnosměrného motoru. Matematický model byl sestaven podle [1].

Stejnoseměrné motory byly používány v mechatronických aplikacích mnohem dříve, než motory synchronní. Proto se objevila snaha vytvoření model synchronního stroje s podobným způsobem popisu, jaký je užívaný pro stejnosměrný motor. Zjednodušená bloková schémata obou motorů jsou proto téměř totožná, rozdíl je pouze v tom, že v modelu stejnosměrného motoru uvažujeme pouze jednu cívku, ale u synchronního motoru jsou tři cívky. Proto je nutno s tím počítat u momentové konstanty synchronního stroje K_{MCELK} a vynásobit ji podle vzorce (2).

$$K_{MCELK} = \frac{3}{2} K_M \quad (2)$$

Ostatní parametry jsou parametry pouze jedné cívky. V modelu je potřeba uvažovat maximální hodnoty, musí proto být jasno, zdali jsou katalogové údaje v maximálních nebo v efektivních hodnotách.

K_M představuje momentovou konstantu jedné cívky motoru. Je u všech tří cívek stejná a vyjadřuje moment M_K celého motoru vztaženou na efektivní hodnotu proudu v jedné fázi.

$$K_M = \frac{M_K}{I} \quad (3)$$

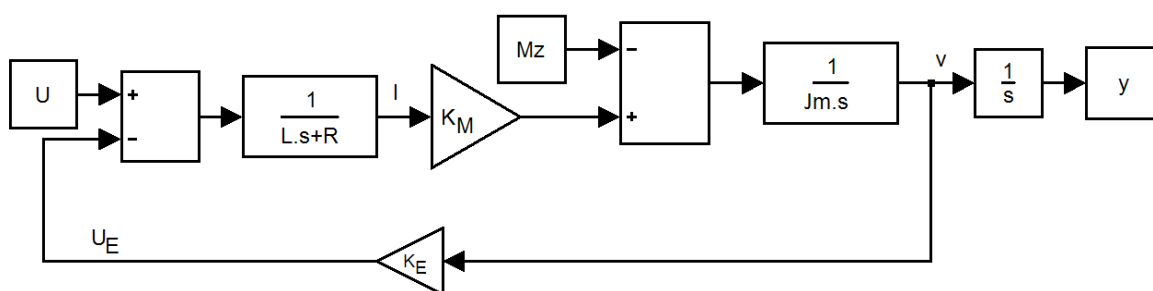
Na rozdíl od stejnosměrného motoru, se synchronní stroj může vyskytovat i ve variantě lineární, model je pak totožný ale místo momentové konstanty je použita silová.

Napěťová konstanta jedné cívky se označuje K_E a je u všech tří cívek v motoru stejná. Udává poměr efektivního napětí k úhlové rychlosti kotvy.

$$K_E = \frac{U_E}{\omega} \quad (4)$$

M_Z je vnější zátěžný moment a J_M je celkový redukovaný moment setrvačnosti rotující části motoru

Tento zjednodušený model ale nebyl použit při ladění parametrů kompenzace a vyšetřování stability, neboť je ve vyšších rychlostech nepřesný. Je to způsobeno konstantami, jež odpovídají reálu pouze v určitém pracovním rozsahu. Pro simulaci synchronního motoru, pracujícího pouze v blízkém okolí svého pracovního bodu by byl dostatečný.



Obrázek 5: Zjednodušené blokové schéma synchronního motoru

2.1.2 Transformace do rotujícího souřadnicového systému

Třífázový proud v silnoproudé elektronice je zpravidla popisován okamžitými hodnotami proudů v jednotlivých fázích i_a , i_b , i_c , ty je možno nahradit pouze jedinou proměnou a tou je komplexní prostorový fázor \hat{I} .

Tyto okamžité hodnoty proudu je také možno vyjádřit v souřadnicích statoru. Tento způsob se nazývá Parkova transformace (obr. 6). Následující rovnice pro transformaci do statorových a rotujících souřadnic byly převzaty z [2]. Parkovu transformaci vyjadřuje rovnice (5). Přepočet z prostorových fázorů do reálné osy statorového souřadného systému vyjadřuje rovnice (6), imaginární část rovnice (7)

$$\hat{I}^S = I_\alpha^S + jI_\beta^S = \frac{2}{3} \left[\left(i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2} \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right) \right] \quad (5)$$

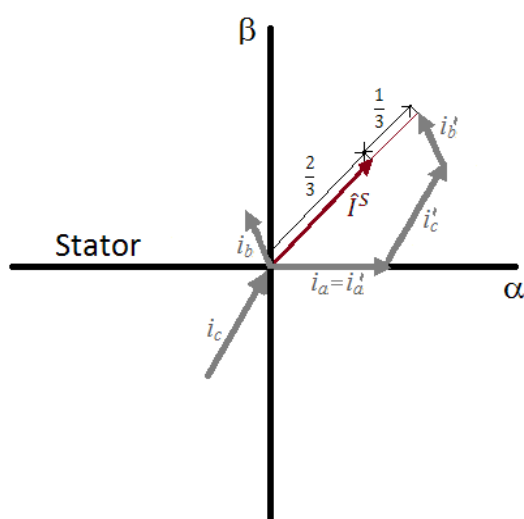
$$I_\alpha^S = \text{Re}(\hat{I}^S) = \frac{1}{3} (2i_a - i_b - i_c) \quad (6)$$

$$I_\beta^S = \text{Im}(\hat{I}^S) = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \quad (7)$$

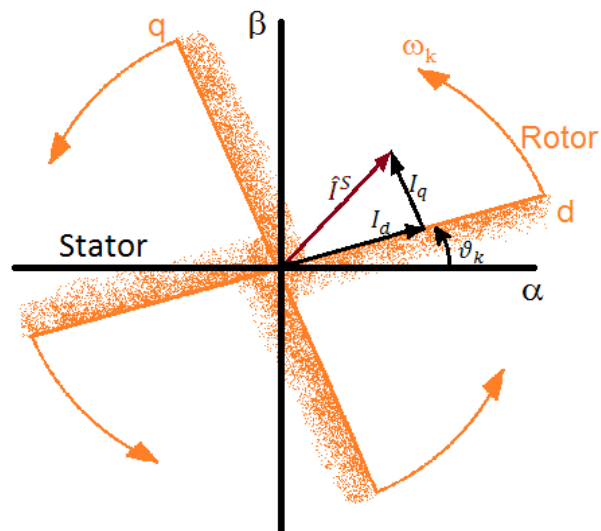
V simulačním modelu je ovšem výhodnější pracovat v rotujících souřadnicích (obr. 7), jelikož potom není nutno pracovat s komplexními čísly. Převod se provádí ze statorových souřadnic podle vztahů (8).

$$\hat{I}_d^k = I_\alpha^S \cos \vartheta_k + I_\beta^S \sin \vartheta_k \quad (8)$$

$$\hat{I}_q^k = -I_\alpha^S \sin \vartheta_k + I_\beta^S \cos \vartheta_k$$



Obrázek 6: Parkova transformace



Obrázek 7: Transformace ze statorových do rotujících souřadnic

2.1.3 Blokové schéma synchronního motoru s permanentními magnety

Pro nalezení správného nastavení regulátorů byl sestaven složitější model, ve kterém by bylo možno odděleně pracovat s tokotvornou I_d a momentotvornou I_q složkou proudu. Obě tyto části proudu vycházejí z proudových regulátorů a vstupují do modelu motoru odděleně.

Model byl sestaven podle napětových rovnic (9) a rovnic magnetického toku (10) uvedených v [2]. Pracuje s rotorovými souřadnicemi. Transformace z fázorového vyjádření stavových proměnných byla odvozena výše.

$$\begin{aligned} U_d &= R I_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q = R I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ U_q &= R I_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d = R I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \Phi_B) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\Psi_d = L_d I_d + \Phi_B \quad (10)$$

$$\Psi_q = L_q I_q$$

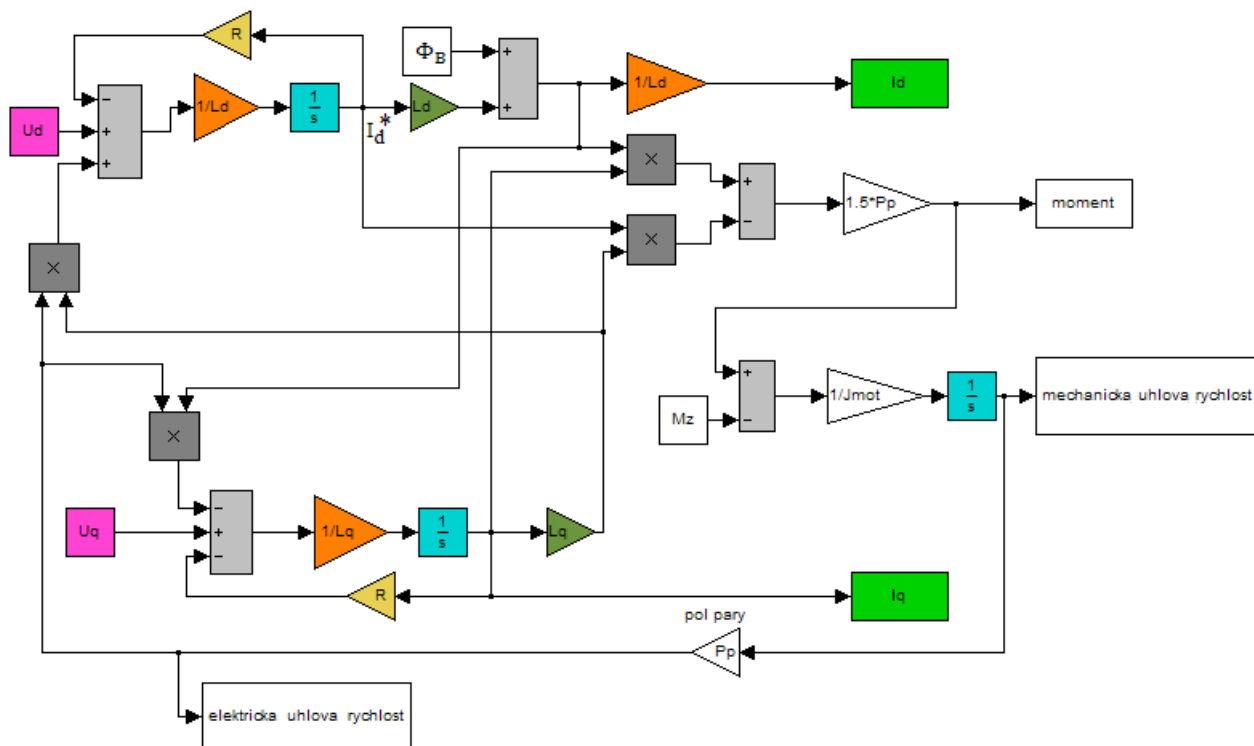
Úhlová rychlost, kterou se otáčí magnetické pole rotoru a tedy celý souřadný systém je ω . Podílem ω a počtu pólových párů vynutí na statoru, je mechanická úhlová rychlost. Tou se otáčí hřídel. Jelikož se jedná o synchronní stroj, nezáleží na velikosti momentu zátěže, pokud není větší než maximální moment zátěže.

Magnetický tok Φ_B je vyvolán permanentními magnety na rotoru a lze považovat za konstantní. L_d a L_q jsou indukčnosti statorového vnutí v podélné a příčné ose. R je odpor statorového vnutí. M_z představuje moment, kterým působí zátěž proti momentu motoru.

Moment motoru vyjadřuje rovnice (11).

$$M = \frac{3}{2} p_p (\Psi_q I_d - \Psi_d I_q) \quad (11)$$

Blokové schéma motoru sestavené podle rovnic (8) a (9) je na obrázku 8.



Obrázek 8: Simulační schéma synchronního motoru s permanentními magnety

2.2 Dynamický model zátěže

Na hřídeli motoru je mechanická bezvúlová převodovka, z té ústí pružná hřídel, na které je těleso představující setrvačnost. Zátěž tedy představuje dvojhmotový systém.

2.2.1 Redukovaný moment setrvačnosti

Pro elektromechanický systém s rotačním motorem je dobré redukovat všechny pohybující se hmoty. Určité zjednodušení představuje jednohmotový systém kdy se veškeré setrvačné hmoty přepočítají přímo na hřídel motoru, tento přepočet lze provést podle vzorce (12).

$$J_{ZatRed} = \frac{J_{Zat}}{p^2} \quad (12)$$

J_{ZatRed} je moment setrvačnosti redukováný převodovkou na hřídel motoru, J_{Zat} je reálný moment setrvačnosti zátěže a p je převodový poměr.

2.2.2 Dvojhmotový model

Spojení hřídele motoru se setrvačníkem není dokonale tuhé. Pružná hřídel, kterou jsou obě části spojeny, nepřenáší kinetickou energii z motoru na setrvačník přímo. To se projevuje odlišným průběhem změny polohy u setrvačníku od průběhu natočení hřídele motoru.

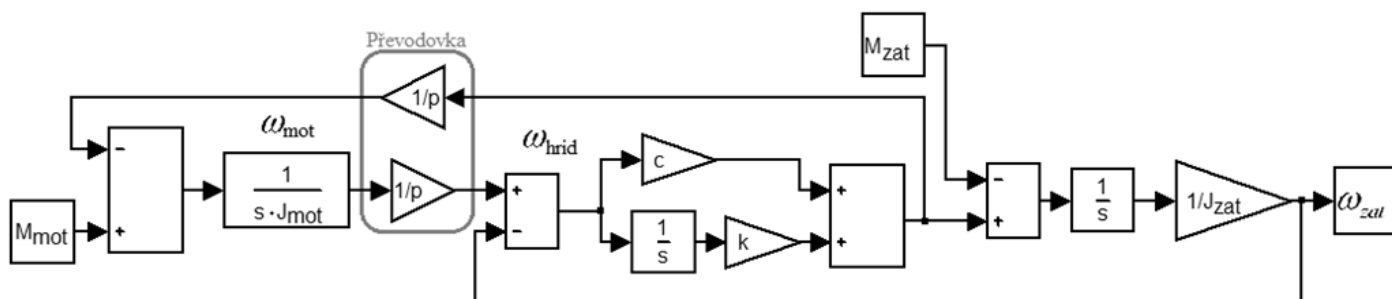
Cykloidní převodovka, použitá v našem servomechanismu, je vysoce přesná a i přes její poměrně vyšší pasivní odpor je u ní možno pružnost i tlumení zanedbat.

Dvojhmotové uspořádání je typické například pro řemenový pohon NC strojů nebo pro pohon robotů. Její model je na obrázku 9 a byl vytvořen podle rovnic (13). M_{mot} je moment rotou a hřídele s převodovkou, J_{mot} je moment setrvačnosti, ω_{mot} je úhlová rychlost rotoru, M je moment pružné hřídele se zátěží a p je převodový poměr definovaný podle vztahu (1). Úhlová dráha motoru a setrvačné zátěže je φ_{mot} , φ_{zat} , moment této zátěže je M_{zat} . Konstanta pružnosti se označuje c , k je konstanta tlumení. Hodnoty momentu setrvačnosti a konstanty tlumení, jak pružného členu, tak i převodovky, jsou velmi malé, proto jsou zanedbány.

$$M_{mot} = J_{tot} \frac{d\omega_{mot}}{dt} + \frac{M}{p} \quad (13)$$

$$M = c \left(\frac{\varphi_{mot}}{p} - \varphi_{zat} \right) + k \left(\frac{\omega_{mot}}{p} - \omega_{zat} \right) = \left(\frac{\varphi_{mot}}{p} - \varphi_{zat} \right) \left(c + \frac{d}{dt} k \right)$$

$$M = J_{zat} \frac{d\omega_{zat}}{dt} + M_{zat}$$



Obrázek 9: Blokové schéma dvojhmotové zátěže s pružnou vazbou

Parametry zátěže jako c , k , a J_{zat} , M_{zat} jsou definovány na hřídel zátěže. Chceme-li je redukovat na hřídel motoru, je nutno je přepočíst podle uvedených vztahů (14).

$$c_{red} = \frac{c}{p^2} \quad k_{red} = \frac{k}{p^2} \quad J_{zat_{red}} = \frac{J_{zat}}{p^2} \quad M_{zat_{red}} = \frac{M_{zat}}{p^2} \quad (14)$$

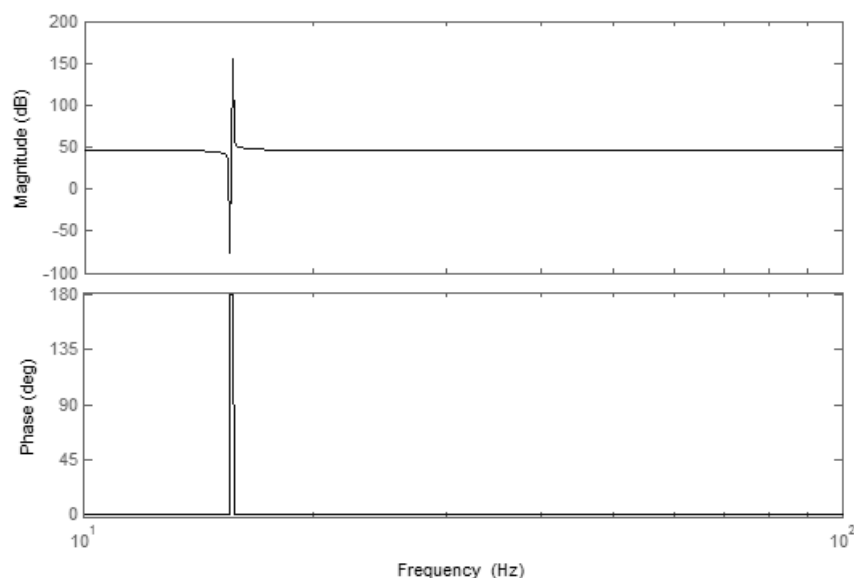
2.2.3 Frekvenční charakteristika dvojhmotového systému

Velmi důležitým kritériem je u vícehmotových systémů posouzení frekvenční charakteristiky. Přenos mezi momentem motoru a jeho zrychlením vyjadřuje rovnice (15). J_{tot} je celkový moment setrvačnosti dvojhmotového systému redukováný na hřídel zátěže (16). Tyto rovnice byly sestaveny podle [1], kde je možné o problematice vícehmotových systémů zjistit více.

$$G_{MM} = \frac{\varepsilon_{mot}(s)}{M_{mot}(s)} = \frac{1}{J_{tot}} \frac{J_{zat}s^2 + k s + c}{\frac{J_{mot}J_{zat}}{J_{tot}}s^2 + k s + c} \quad (15)$$

$$J_{tot} = J_{mot} + \frac{J_{zat}}{p^2} \quad (16)$$

Prostřednictvím programu Matlab Simulink a jeho nástroje Control and Estimation Tools Manager byla vykreslena Bodeho frekvenční charakteristika (obr. 10) mezi momentem motoru a jeho zrychlením, čemuž odpovídá přenos G_{MM} (15). Vlastní kmitočet G_{MM} a je $\omega = 15.7$ Hz.



Obrázek 10: Frekvenční charakteristika dvojhmotového systému mezi momentem a zrychlením motoru

Vlastní frekvence dvojhmotového systému závisí na koeficientu pružnosti c , na momentu setrvačnosti hnací a hnané hmoty J_{mot} a J_{zat} . [3]

$$\omega_{kmit} = \sqrt{\frac{c}{J_{zat}} + \frac{c}{J_{mot} p^2}} \quad (17)$$

3 Řízení servomotoru

Řízení servomechanismů prodělalo v posledních letech doslova revoluci. V minulosti se uplatňovalo pouze skalární řízení, vektorové řízení sice existovalo také, bylo však velmi náročné na tehdejší výpočetní a výkonovou elektroniku.

Spočívá v regulaci otáček u synchronních a asynchronních motorů pomocí řízení poměru napětí a frekvence elektrické energie, která daný motor napájí. Je vhodné zejména pro dynamicky nenáročné aplikace, kde není třeba rychle měnit rychlost pohonu. Typickou může být použito například jako pohon různých pásových dopravníků.

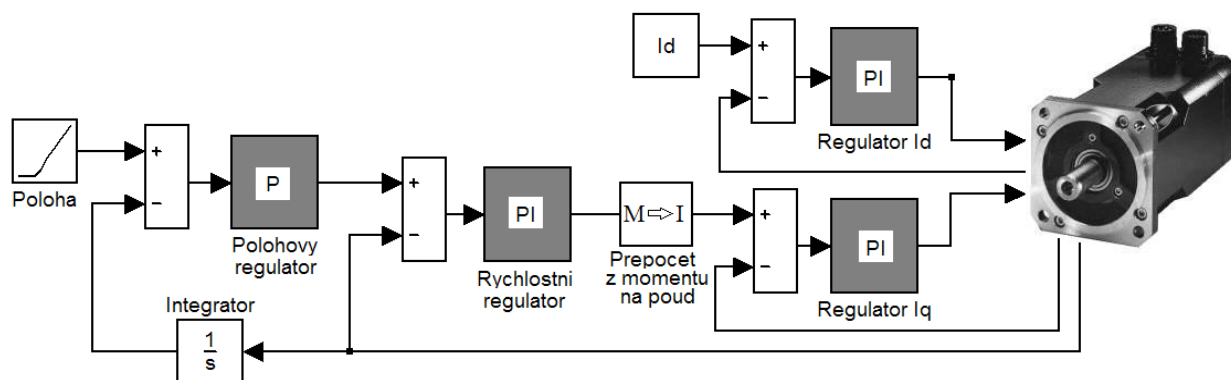
Pokrok ve vývoji výkonových polovodičových součástek umožnil výrobu vyspělých frekvenčních měničů, díky kterým bylo možno aplikovat v praxi vektorové řízení s mnohem lepšími dynamickými vlastnostmi.

V minulosti pro účely dynamicky náročných aplikací byly používány stejnosměrné motory, u kterých je regulace otáček prováděna změnou napájecího napětí, zařazením rezistoru do obvodu kotvy nebo změnou budícího proudu. Stejnosměrné motory mají ale obrovskou nevýhodu v omezené životnosti komutátoru. Jsou proto v současnosti nahrazovány synchronními motory. Ty mají zpravidla pro nižší a střední výkony permanentní magnety, jež zajišťují budící magnetický tok, pro velké výkony mají na statoru budící vinutí.

Vektorové řízení spočívá v oddělené regulaci spřaženého magnetického toku motoru a jeho momentu. Umožňuje dosažení vysoké přesnosti a hospodárnosti regulace i při velké dynamice.

3.1 Regulační struktura

Při regulaci laboratorní úlohy, která obsahovala synchronní motor spojený pružnou vazbou se setrvačným tělesem, bylo použito právě vektorové řízení. Dynamické parametry motoru byly zlepšeny kaskádní regulační strukturou (obr. 11).



Obrázek 11: Schéma kaskádní regulační struktury servomechanismu

Kaskádní regulační struktura se používá u systémů řízených několika akčními veličinami, hierarchicky uspořádanými podle jejich rychlosti. Kdy podřazený regulátor by měl být řádově rychlejší oproti nadřazenému regulátoru. Zapojení regulátorů vypadá tak, že žádanou hodnotou podřazeného regulátoru je akční veličina nadřazeného. Z tohoto plyne, že podřazený regulátor by měl být nastaven pro sledování změn žádané hodnoty, znamená to menší zesílení regulátoru, jelikož na vstupu bývají větší změny řídicího signálu. Opakem nastavení regulátoru pro změny žádané hodnoty by bylo nastavení pro potlačení poruch. To provádí poměrně větší regulační zásahy neboť již při malé regulační odchylce je potřeba, aby regulátor provedl dostatečný zásah pro potlačení poruchy.

V podřazeném regulátoru by teoreticky ani nemusela být přítomna integrační složka, protože v případě nenulové regulační odchylky, jež tato složka odstraňuje, zasáhne nadřazený regulátor, který odchylku odstraní. Regulátor by tak obsahoval pouze proporcionální složku. Pokud není přítomna integrační složka, je to výhodné i z důvodů vyšší stability systému.

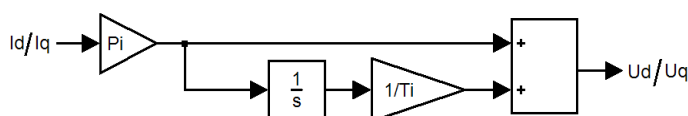
V případě řízení servomechanismu a obecně všech systémů, ve kterých působí výrazné poruchové vlivy, je ale přítomnost integrační složky v podřazených smyčkách vítaná i přesto, že může vyvolávat parazitní kmitání.

V celé kaskádě bývá většinou regulátorů více, v případě regulace servomechanismu to bývají zpravidla tři regulátory. Seřizování parametrů těchto regulátorů je nutné provádět od vnitřní smyčky k vnější, to znamená od proudového regulátoru, přes rychlostní, k polohovému.

3.1.1 Proudová regulační smyčka

Regulace proudu se dělí ve vektorovém řízení na dvě části a to na regulaci tokotvorné I_q a momentotvorné I_d složky. Jak už napovídá název, tokotvorná složka vytváří magnetický tok stroje, momentotvorná generuje moment. U synchronních strojů s budícím vynutím, jsou obě složky napájeny z oddělených zdrojů. V synchronních motorech s permanentními magnety je ale magnetický tok vytvářen právě permanentními magnety umístěnými na rotoru.

PI proudový regulátor je schematicky nakreslen na obrázku 12. V celém systému jsou proudové regulátory dva (viz. obr. 11). Jeden reguluje momentotvornou, druhý tokotvornou složku. Jejich nastavení je ale stejné.

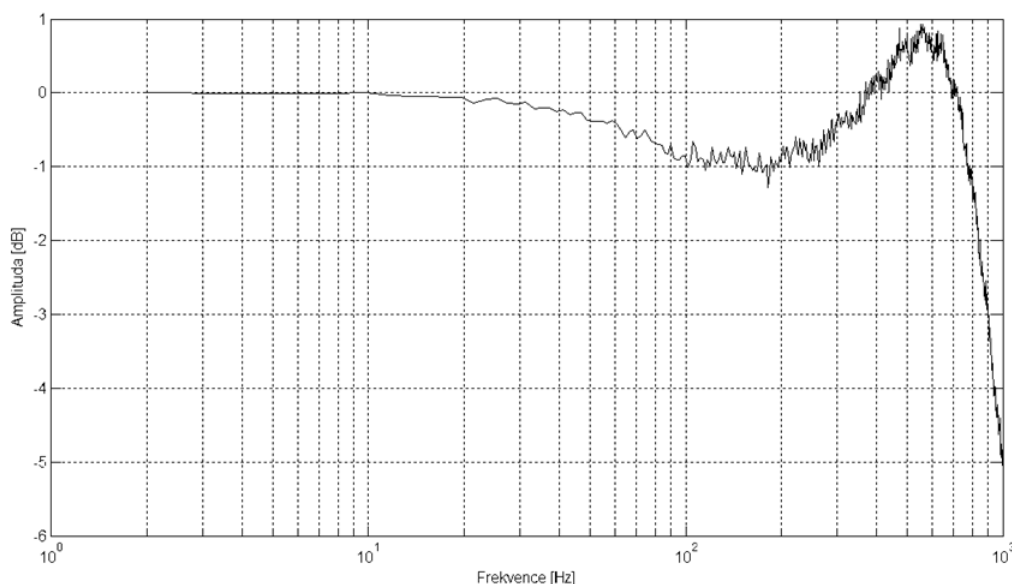


Obrázek 12: Proudový PI regulátor

V případě laboratorního modelu se setrvačností na pružné vazbě je použito řízení proudu na maximální moment při konstantní velikosti budícího toku. Pro maximální moment by měli být fázory proudu a magnetického toku na sebe kolmé. Tokotvorná složka proudu je zde řízena regulátorem I_d na nulovou hodnotu. Složka momentotvorná I_q se reguluje podle žádaného momentu. Tento typ regulace je určen pro rychlost nižší než jmenovitou.

U synchronních motorů s budícím vynutím je v oblasti nad jmenovitými otáčkami nutné provést odbuzení motoru, nastavením tokotvorné složky I_d motoru do záporných hodnot. To proto, aby byla velikost statorového napětí stále v říditelné oblasti. S ohledem na maximální proud jak, měniče tak motoru, je často potřeba omezovat i momentotvornou složku I_q . Více o těchto typech řízení je možno dočíst se v [2]. Synchronní motory s budícím vynutím jsou právě díky možnosti odbuzení používány pro aplikace s větším rozsahem rychlosti.

Pro správnou činnost nadřazených regulačních smyček rychlosti a polohy je nezbytná kvalitní a rychlá regulace proudu. Propustné frekvenční pásmo by mělo ideálně přesahovat 1KHz [1]. Amplitudová frekvenční charakteristika proudového regulátoru tohoto nastavení, je na obrázku 13. Z grafu je patrné, že propustné pásmo frekvenční charakteristiky dosahuje 900Hz.



Obrázek 13: Amplitudová frekvenční charakteristika proudového regulátoru

Nastavení proudového regulátoru bývá u řídicích systémů již přednastaveno na doporučené hodnoty. Mnoho výrobců nedovoluje tyto parametry měnit. V řídicím systému SINAMICS však tyto parametry měnit lze. Jejich správné nastavení je zásadní pro dobrou dynamiku motoru a proto se jimi vyplatí zabývat.

V reálném modelu servomechanismu má proudový PI regulátor nastavenou hodnotu proporcionální složky $P = 28,54$ a integrační časová konstanta $T_i = 20\text{ms}$. Tyto hodnoty byly doporučeny výrobcem. Podle měření amplitudové frekvenční charakteristiky pro různá nastavení proudového regulátoru se při jiných hodnotách propustné pásmo většinou výrazně zkracuje. Propustným pásmem je myšlena šířka pásma kde pokles amplitudy nepřekročí -3dB . Nejlepším se tak zdá být nastavení proudového regulátoru $P = 28,54$ a $T_i = 20\text{ms}$.

Řídicí systém SIMOTION C240 umožňuje provádět prostřednictvím programu SIMOTION SCOUT měření mnoha parametrů motoru. Jedním z nich jsou i frekvenční charakteristiky. Ty jsou měřeny buzením signálu bílého šumu na vstupu členu, který měříme. Bílý šum je signál teoreticky obsahující všechny frekvence. V praxi je ale frekvenční rozsah tohoto signálu omezen, pokud by totiž obsahoval nekonečně mnoho frekvencí, jeho celkový výkon by byl nekonečný [5]. Odpovědí systému na budící bílý šum je opět spektrum mnoha frekvencí, zde už ale mají jednotlivé frekvence různé amplitudy podle toho, jak je systém zesiluje nebo zeslabuje. Frekvenční charakteristika je vytvořena, podílem absolutní hodnoty Fourierovy transformace frekvenčního spektra signálů na výstupu a absolutní hodnotou Fourierovy transformace bílého šumu. (18).

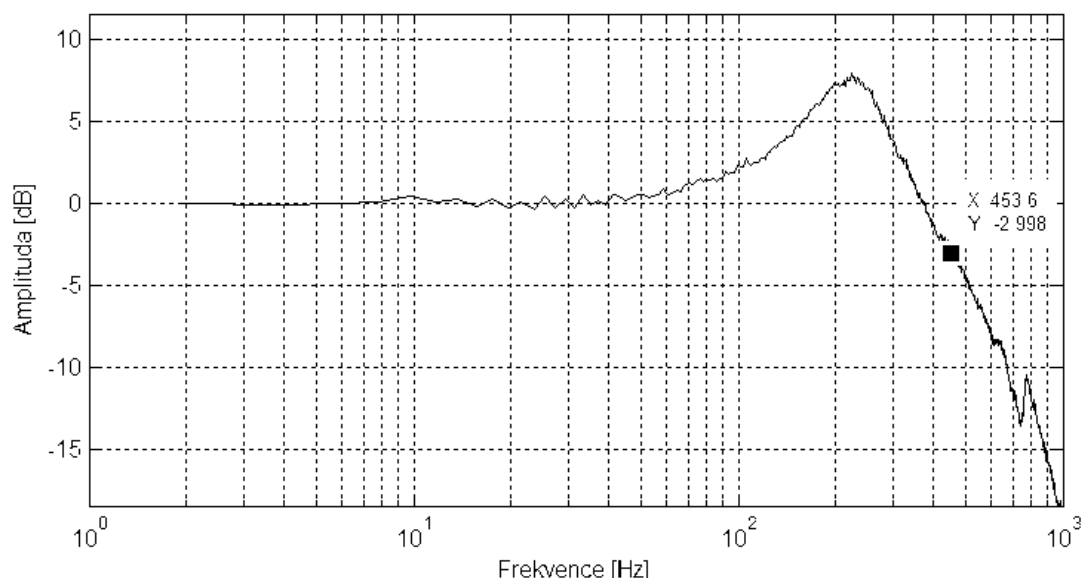
$$\textit{Amplituda}(Hz) = 20 \times \log \left(\frac{|fft(\textit{výstupní signál})|}{|fft(\textit{bílý šum})|} \right) \quad (18)$$

3.1.2 Rychlostní regulační smyčka

Správné nastavení rychlostního regulátoru typu PI je důležité pro správnou funkci polohového regulátoru. Frekvenční charakteristika rychlostní smyčky je na obrázku 14. Z grafu je patrná propustná frekvence rychlostního filtru 454 Hz , to je poloviční rozsah oproti proudovému regulátoru, je tak splněna základní podmínka kaskádního uspořádání regulátorů, kdy vnitřní smyčka by měla být rychlejší než vnější. Kvalita regulace se také dobře posuzuje podle přechodové charakteristiky. Zkoumá se zde odezva regulované veličiny na změnu žádané hodnoty.

Na výstupu z polohového regulátoru je hodnota momentu. Ten je potřeba přepočítat na proud, který vstupuje do regulátoru momentové složky proudu. Výpočet se provede podle vztahu (19)

$$I_q = \frac{2}{3 p_p \phi_B} \quad (19)$$



Obrázek 14: Amplitudová frekvenční charakteristika rychlostního regulátoru

3.1.3 Polohová regulační smyčka

Vstupním signálem pro regulátor polohy je rozdíl okamžité a žádané polohy. Regulace polohy a rychlosti spolu úzce souvisí, mohou mít tedy stejnou zpětnou vazbu, jejíž signál se z rychlosti převede integrátorem na polohu, což je také patrné z obrázku 11. Polohový regulátor může být díky matematickému provázání obou složek pouze typu P a jeho polohovým zesílením je rychlostní konstanta K_v .

3.2 Verifikace sestaveného matematického modelu

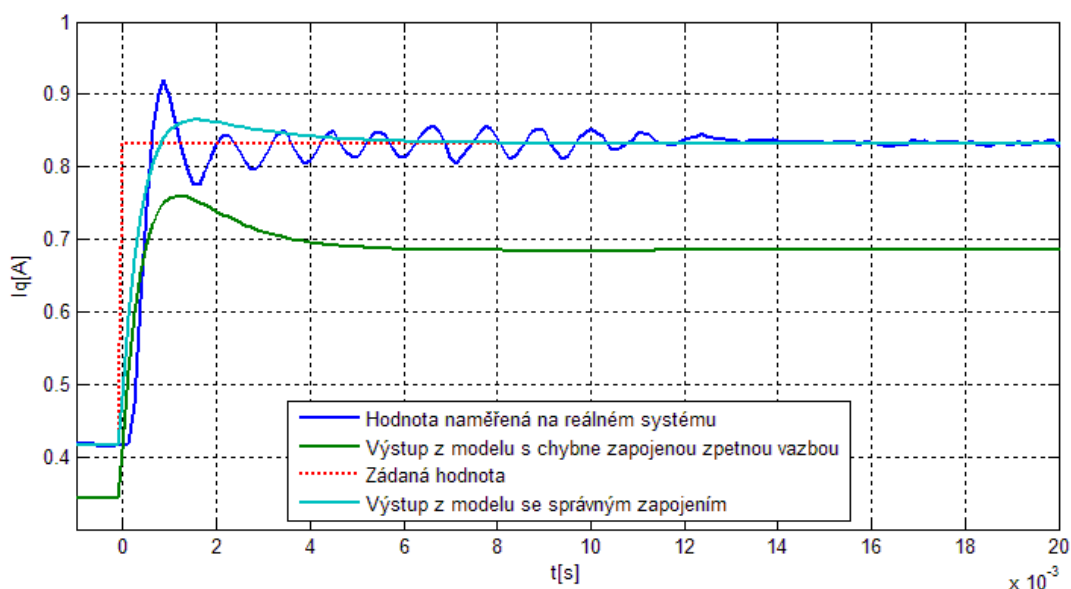
Sestavený model bylo nutné verifikovat, protože nastavovat a simulovat regulační struktury má smysl pouze na maximálně přesném modelu. Jako první v kaskádní regulaci se vždy ověřuje proudová smyčka, až po její verifikaci je možné začít se zkoumáním rychlostní smyčky.

Pro získání dat, jež bude možno porovnávat, byly v reálném zapojení naměřeny přechodové a amplitudové frekvenční charakteristiky motoru, zapojeného pouze s proudovým regulátorem. Měření bylo nastaveno pomocí programu SIMOTION SCOUT, ten umožňuje blokově zobrazit celou regulační strukturu, do této struktury zasahovat a měřit různé fyzikální veličiny mezi bloky.

Měření byla provedena pro větší počet různých nastavení proudového regulátoru. Aby byla ověřena shoda modelu s reálným systémem pro větší pracovní rozsah. Porovnání přechodové charakteristiky proudového regulátoru v matematickém modelu a přechodové charakteristiky

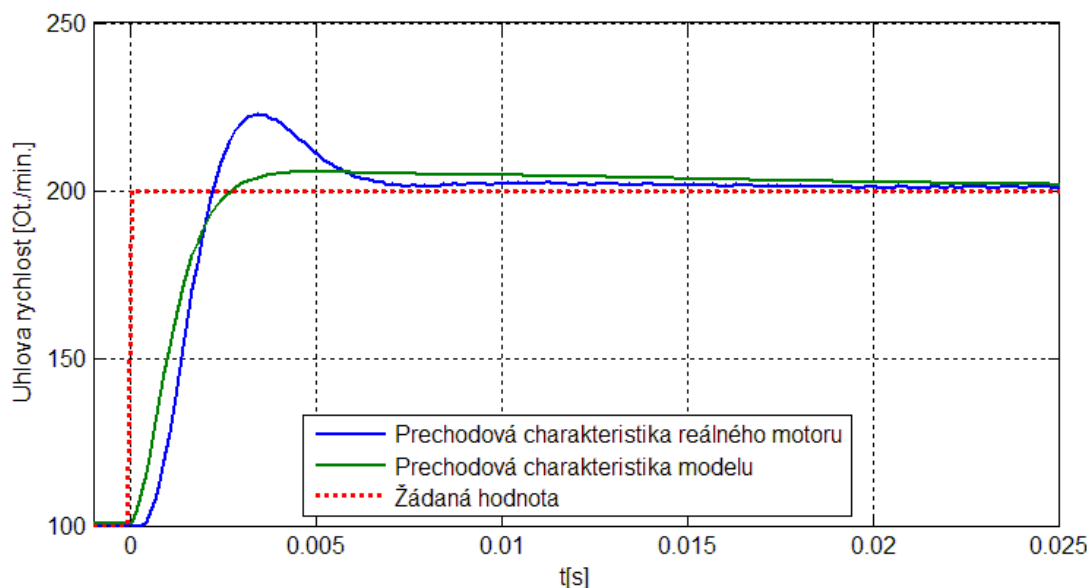
reálného motoru je na obrázku 15. Měření bylo provedeno pro původní nastavení hodnot proudového regulátoru, tedy $P = 28,54$ a $T_i = 20\text{ms}$. Z naměřené charakteristiky je patrné, že průběh odezvy na skok v reálném systému je mnohem kmitavější než v namodelovaném, rovněž má mnohem větší překmit. Trvalá regulační odchylka je však nulová, z čehož vyplývá, že model proudového regulátoru se s originálem v rámci možností shoduje. Rozdíly v přechodové charakteristice jsou dány parametry motoru, které mohou být závislé na mnoha vlivech a mohou se tak od hodnot katalogových, dosazených do modelu, do určité míry lišit. Přechodové charakteristiky, určené k verifikaci, pro některé další nastavení proudového regulátoru jsou umístěny v příloze B.

Identifikace proudového regulátoru byly velmi důležité, jen díky nim byla objevena chyba v modelu. Jednalo se o zpětnou vazbu k regulátoru tokotvorné složky proudu, která v původním zapojení vystupovala z I_d^* . V řídicí jednotce motoru ale zpětná vazba do regulátoru tokotvorné složky vede až z I_d . Rozdíl mezi I_d^* a I_d je, že I_d^* neobsahuje magnetický tok, vyvolaný permanentními magnety Φ_B , zatímco I_d ano. Chybná hodnota této zpětné vazby měla za následek výraznou regulační odchylku. Přechodová charakteristika s chybným a správným zapojením zpětné vazby je zobrazena na obrázku 15.



Obrázek 15: Přechodové charakteristiky proudového regulátoru modelu a reálného systému

Po verifikaci vnitřní části s proudovou regulační smyčkou bylo nutno verifikovat i nadřazenou rychlostní smyčku. Stejně jako v předchozím případě se i zde provedlo více měření rychlostního regulátoru pro jeho různá nastavení (příloha C). Přechodová charakteristika rychlostního regulátoru je zobrazena na obrázku 16.



Obrázek 16: Přechodové charakteristiky rychlostního regulátoru a reálného systému

Velmi důležité je při verifikaci nebo jiné práci v prostředí SIMULINK, nezapomínat jaké jednotky jsou používány. V programovém prostředí MATLAB je poloha vyjadřována v radiánech případně rychlost v radiánech za sekundu. V systému SIMOTION je však poloha ve stupních, rychlost v otáčkách za minutu. Při transportu dat mezi těmito systémy je důležité nezapomínat na přepočítávání jednotek. Uvažování špatných jednotek je při modelování velmi častým zdrojem chyb.

4 Kompenzační struktura pro potlačení parazitních kmitů

Problémem některých dvojhmotových systémů jsou odchylky při polohování mezi dvěma hmotami. Čím je hmota na zátěži větší, popřípadě čím je vazba spojující hmotu s motorem méně tuhá, tím obtížnější je přesné polohování této hmoty. Při větším změně zrychlení se na setrvačné zátěži mohou objevit znatelné parazitní kmity. Jejich vlastní frekvence je dána především pružností hřídele a setrvačností zátěže, je vyjádřena vztahem (17). Čím je vazba mezi hnací a hnanou hmotou tužší, tím větší je rezonanční frekvence vyšší. V ideálním případě by měl být systém co nejtužší, aby jeho rezonanční kmitočet byl vyšší než kmitočet rychlostního regulátoru, pak by se parazitní kmitání vůbec neprojevilo.

Pro potlačení parazitních kmitů hmoty na pružné vazbě existují různé metody. Výrobci zabývající se mechatronickými systémy a robotikou mají vyvinuty své vlastní kompenzační metody, ty jsou však implementovány do řídicí jednotky jejich produktů a jejich dokumentace

není k dispozici. Pro zjednodušení by se daly tyto metody roztrždit do dvou skupin, na metody využívající dopředné řízení a na metody využívající zpětnovazební řízení.

5 Dopředné řízení

Dopředné řízení poskytuje vesměs velmi dobré výsledky, je ovšem velice náchylná na přesnou znalost regulovaného systému. Při změně některého parametru většinou začíná selhávat, protože kompenzace kmitů funguje zpravidla pouze pro ty hodnoty, se kterými počítá i dopředný kompenzátor.

Pokud je zapotřebí potlačit kmitání u systému, jehož parametry jsou neměnné v čase, lze to provést jednoduše, zařazením filtru do systému servomechanismu. Tento filtr by měl být navržen tak aby nulami kompenzoval póly servomechanismu.

6 Zpětnovazební metody

Úkolem této bakalářské práce bylo zkoumat především možnosti zpětnovazebních struktur pro potlačení parazitních kmitů. V obecném případě zpětná vazba poskytuje informaci o aktuálních hodnotách stavových proměnných.

V konkrétním případě kompenzace reálného systému byly pro kompenzaci využívány dva signály (obr. 17). Prvním byl signál generovaný snímačem otáček v motoru (viz. kap. 1.1). Druhým signálem bylo čidlo snímající otáčky setrvačníku. Tento signál bylo nutno vynásobit převodovým poměrem P . V tomto případě je převodový poměr 33, což znamená, že se zátěž proti motoru otáčí 33x pomaleji.

Použité zpětnovazební metody fungují na principu vytvoření kompenzačního signálu z obou zpětných vazeb z enkoderů jejich matematickou úpravou. Vytvořený kompenzační signál je přičten k žádané hodnotě rychlosti před rychlostním regulátorem. Měl by být vždy v protifázi k parazitním kmitům. Způsobů jak tento signál vytvořit je více a jsou popsány v následujících podkapitolách.

6.1 Vytvoření kompenzačního signálu pomocí zpětnovazebního zapojení s integrátory

V programu MATLAB/SIMULINK byl vyzkoušen nejprve jednoduchý přístup, kde se vychází z faktu, že integrací hodnot rychlosti z enkoderů dostaneme informace o poloze obou pohybujících se hmot, vzájemným odečtením podílu a upravením amplitudy váhovým koeficientem, vznikne signál kompenzační. Čím je tedy rozdíl natočení hřídele motoru a natočení

setrvačníku menší, tím menší je i kompenzační signál vstupující do rychlostního regulátoru. V simulačním zapojení tato metoda fungovala, netlumila však parazitní kmitů tak dobře, jako postup pro vytvoření kompenzačního signálu metodou váhových koeficientů (6.3).

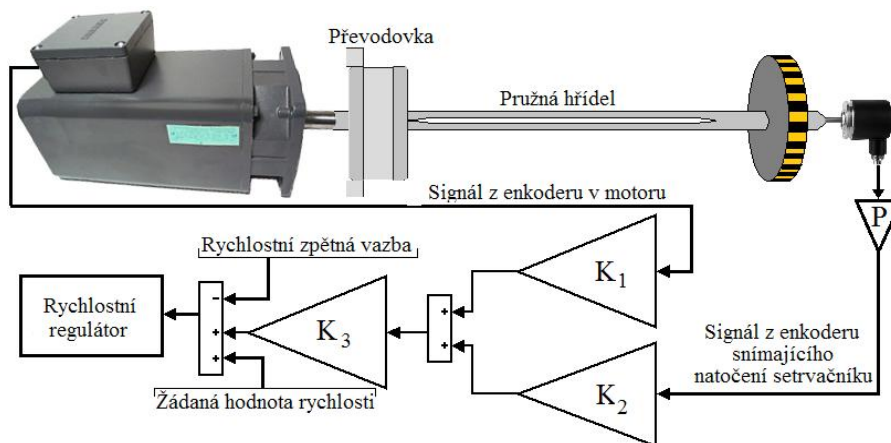
6.2 Vytvoření kompenzačního signálu pomocí zpětnovazebního zapojení filtru

Modifikací předchozí metody je vytvoření kompenzačního signálu pomocí filtru. Zde se z rychlosti vytváří stejně jako v předchozím případě polohový signál, je však vytvořen filtrem otáčejícím fáze signálů z enkoderů o $\pi/2$. Vychází se z podobnosti průběhu parazitních kmitů s harmonickou funkcí. Integrací harmonické funkce je opět harmonická funkce ovšem pootočená právě o $\pi/2$. Na modelu v SIMULINKU byl vyzkoušen filtr jak prvního, tak i druhého řádu. Filtry byly nastaveny na posun fáze o devadesát stupňů právě při vlastní frekvenci servomechanismu, kterou kmitá setrvačník na pružné vazbě.

Tento způsob fungoval lépe než vytváření signálu polohy ze signálu rychlosti integrací. Je rovněž odolnější proti šumu, jímž je zatížen signál z enkoderů, protože pracuje s vlastní frekvencí kmitání servomechanismu. Není však příliš robustní, jelikož by stačilo, aby se změnila právě vlastní frekvence kmitání, čímž by kompenzace přestala fungovat.

6.3 Vytvoření kompenzačního signálu pomocí úpravy zpětnovazebního zapojení váhovými koeficienty

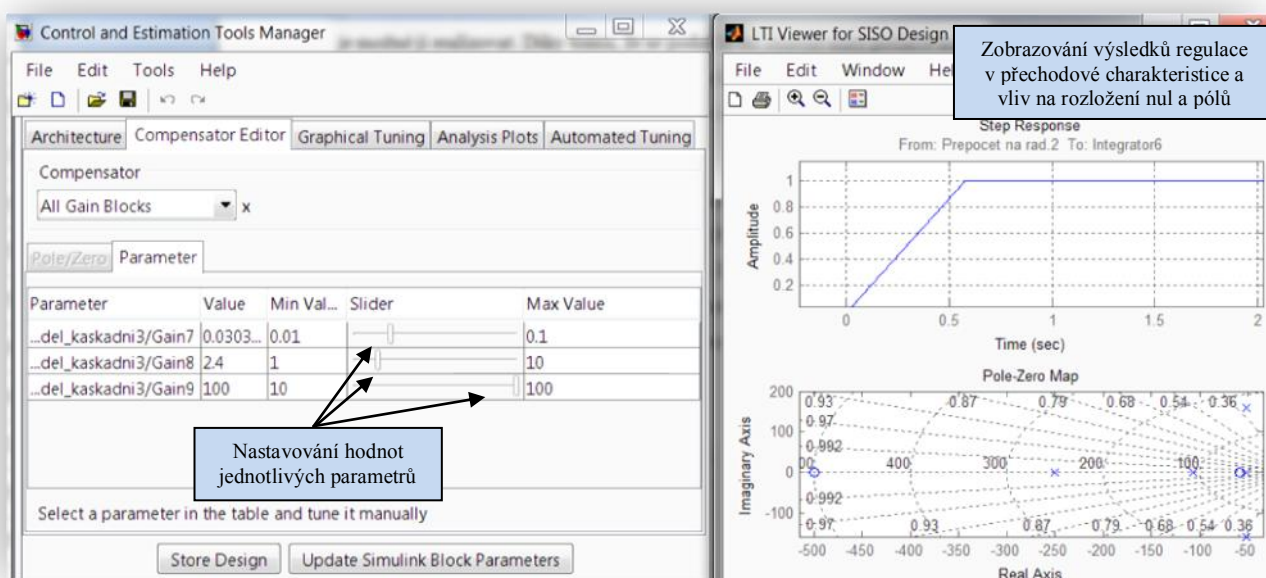
Nejdůležitější zpětnovazební metoda, jež byla ověřována, je založena na vytvoření signálu v protifázi k parazitním kmitům (příloha A). V této metodě probíhá násobení signálů z enkoderu motoru i z externího enkoderu setrvačníku váhovými koeficienty. Následně jsou tyto signály sečteny, případně ještě vynásobeny jedním váhovým koeficientem, který upravuje amplitudu výsledného kompenzačního průběhu (obr. 17). Teoreticky by stačily pouze první dva koeficienty vynásobit třetím. Při hledání jejich správných hodnot je ale výhodnější pracovat se všemi třemi.



Obrázek 17: Schéma zapojení kompenzace kmitů pomocí zpětné vazby s váhovými koeficienty

Hledání správných koeficientů probíhalo experimentálně v softwarovém nástroji MATLAB/SIMULINK. Tento program obsahuje kromě jiných i nástroj Compensator Design, který umožňuje pomocí ovládacího panelu Control and Estimation Tools Manager, měnit hodnoty některých bloků. Vliv jejich změn na systém, mezi předdefinovaným vstupním a výstupním bodem, je možné okamžitě sledovat v přechodové charakteristice, v impulzní charakteristice, v Bodeho grafu, v Niquistově grafu a Nicholsově grafu, rovněž je možné sledovat měnící se rozložení nul a pólů systému.

Díky tomuto nástroji je hledání správných hodnot váhových koeficientů mnohem rychlejší a efektivnější. Jejich změna je totiž velmi snadná, není nutno po každé změně znovu spouštět výpočet simulace, protože se změny v grafech provedou automaticky ihned po změně parametrů. (obr. 18)



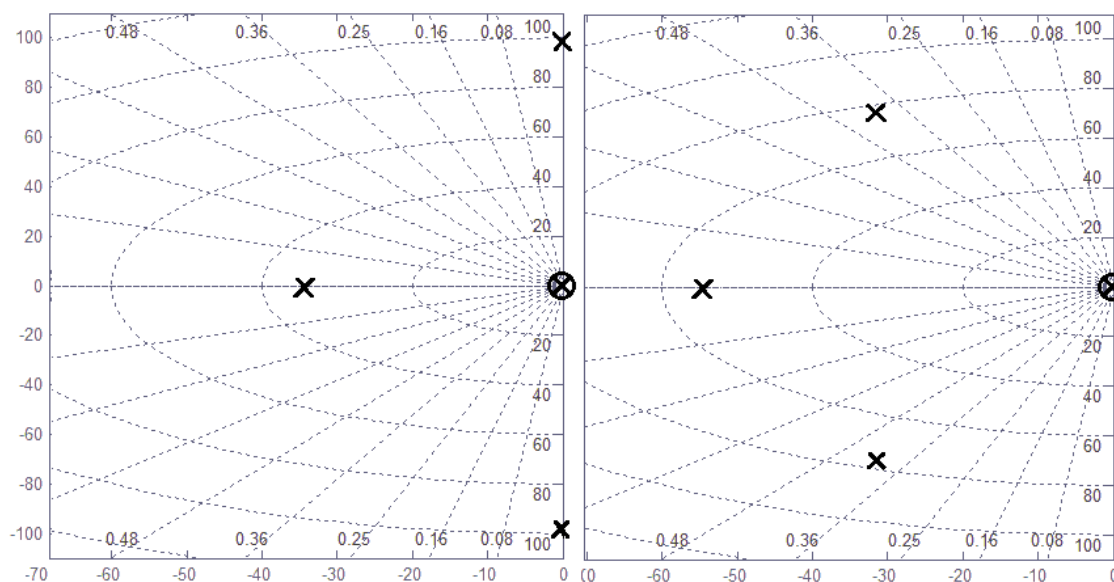
Obrázek 18: Zkoumání změn parametrů kompenzace v nástroji Control and Estimation Tools Manager

6.3.1 Kompenzace parazitních kmitů při skokové změně žádané polohy

Nejprve bylo vyzkoušeno potlačení kmitů u servomechanismu se skokovou změnou rychlosti na vstupu. Je nutno podotknout že skoková změna žádané hodnoty se při řízení servomechanismů příliš nepoužívá. Dochází zde jak k velkému proudovému zatížení elektrické části mechanismu, tak i k velkému mechanickému zatížení hřídele a pružné vazby. Navíc použitý frekvenční měnič obsahuje různé omezovače, které limitují jak napájecí proud, tak i moment na hřídeli. Při razantnějších skokových změnách žádané hodnoty by se tak sám odstavil. Nejslabším článkem je zde ale pružná vazba, která by velké hodnoty momentu pravděpodobně nevydržela, i kdyby je motor byl schopen vyvolat.

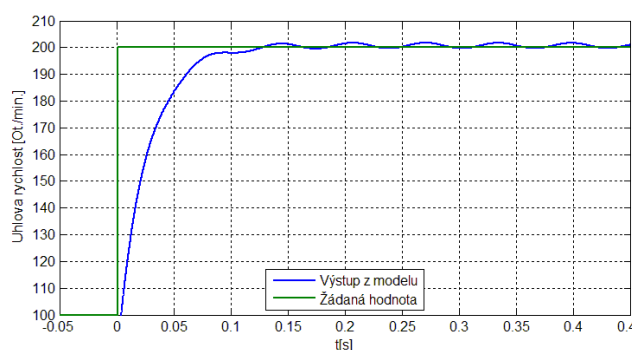
Potlačením parazitních kmitů u této výrazné změny žádané hodnoty, bylo ověřeno, že tato metoda funguje a u běžně používaných změn žádaných hodnot, jejichž průběhy jsou mnohem pozvolnější, bude kompenzaci možno provést ještě mnohem lépe.

Při hledání váhových koeficientů byl použit nástroj Compensator Design a jeho pomocí byli nalezeny hodnoty $K_1=0,8$ $K_2=-0,8$ $K_3=-3,085$. Na obrázcích 19 a 20 je možné vidět vliv kompenzace na rozložení nul a pólů systému. Bez zapojení kompenzace je možné vidět dva komplexně sdružené póly velmi blízko imaginární osy, což způsobuje parazitní kmity. Po zavedení kompenzačního signálu se všechny póly posunou od imaginární osy doprava.

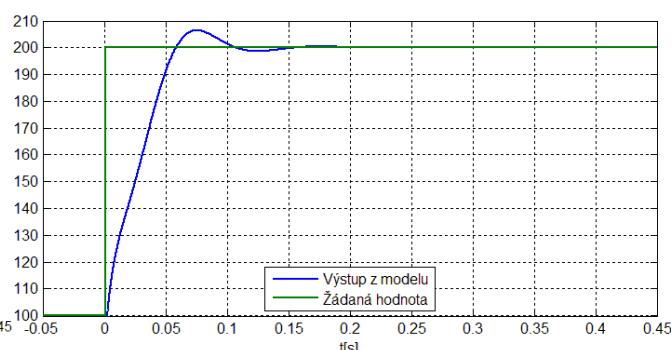


Obrázek 19: Rozložení nul a pólů u servomechanismu bez potlačení parazitních kmitů

Obrázek 20: Rozložení nul a pólů u servomechanismu s potlačením parazitních kmitů



Obrázek 21: Odezva servomechanismu na skokovou změnu žádané rychlosti bez kompenzace parazitních kmitů

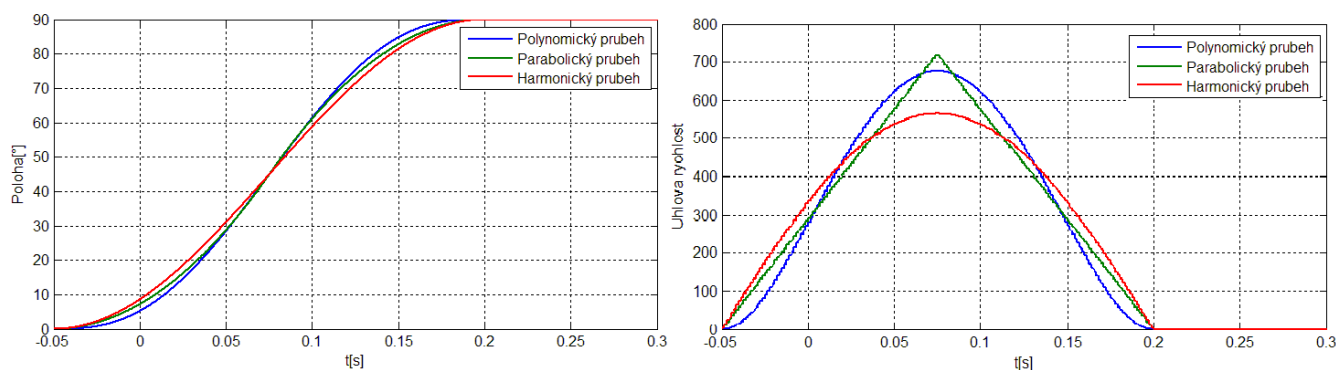


Obrázek 22: Odezva servomechanismu na skokovou změnu žádané rychlosti s kompenzací parazitních kmitů

Na obrázku 21 je vidět, že po skokové změně žádané hodnoty, regulovaná veličina zůstane periodicky kmitat. Z obrázku 22 je patrné, že kompenzace toto kmitání odstraní, byť za cenu počátečního překmitu regulované veličiny. Tento překmit by bylo možné odstranit jiným nastavením váhových koeficientů, ale zpomalila by se tím dynamika regulace. Všechny regulované veličiny v kaskádní regulaci byly hluboko pod svými maximálními realizovatelnými hodnotami, řídicí systém by tak neměl s potlačením kmitů žádné problémy.

6.3.2 Potlačení parazitních kmitů při změně žádané hodnoty polynomičným, harmonickým nebo parabolickým průběhem

Při reálném řízení servomechanismu se zpravidla nepoužívají skokové změny žádané hodnoty, z důvodů popsaných výše. Místo toho se žádaná hodnota mění průběhy různých funkcí, v případě reálného systému, na kterém probíhalo měření to byly polynomičká, harmonická nebo parabolická funkce (obr. 23).



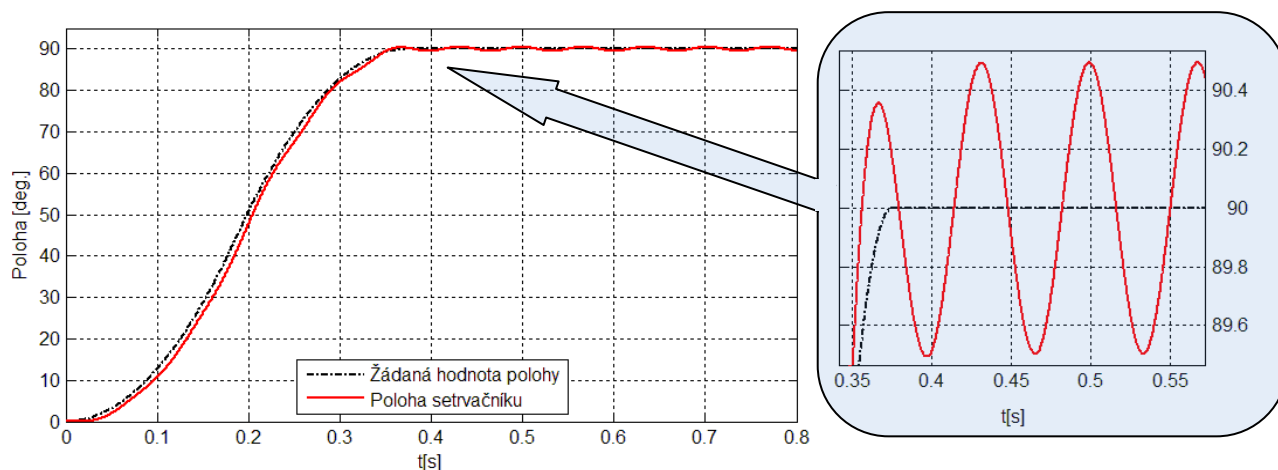
Obrázek 23: Grafy polynomičného, parabolického a harmonického průběhu dráhy a rychlosti

Na vstup polohového regulátoru, byly přiváděny jednotlivé průběhy. Nástroj Control and Estimation Tools Manager opět velmi dobře posloužil k nalezení správných váhových koeficientů. Nalezené parametry koeficientů jsou zobrazeny v tabulce 2.

	K_1	K_2	K_3
Polynomičkový průběh	-4.042	19.22	-0.079
Parabolický průběh	3.466	40	-0.9
Harmonický průběh	-0.1873	6.24	-0.2926

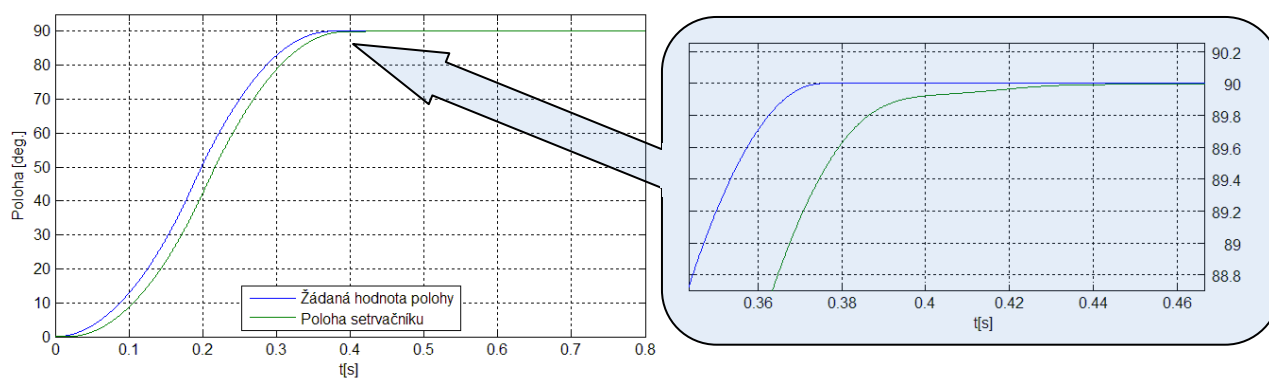
Tabulka 2: Hodnoty nalezených váhových koeficientů

Na obrázku 24 je možné vidět, jak setrvačná zátěž reaguje na pootočení o čtvrtinu otáčky bez připojení kompenzace, která by parazitní kmity potlačila. Je zde patrné kmitání setrvačníku. Jelikož se jedná o simulaci reálného systému, parazitní kmity mají proto stále skoro stejnou amplitudu $0,48^\circ$. Důvodem je zanedbání pasivních odporů a vlastního tlumení pružné hřídele v matematickém modelu. V reálném případě by amplituda kmitů pozvolna klesala.



Obrázek 24: Odezva servomechanismu na změnu polohy o čtvrtinu oráčky bez kompenzace parazitních kmitů

Výsledný simulační průběh zapojení s kompenzací parazitních kmitů, je zobrazen na obrázku 25. Jedná se o parabolický průběh na vstupu pro žádanou polohu. Polynomický ani harmonický průběh s kompenzací, zde není kvůli velké podobnosti uváděn. Jednalo by se totiž o takřka totožné grafy, blížíící ideálnímu průběhu.



Obrázek 25: Odezva servomechanismu na změnu polohy o čtvrtinu oráčky bez kompenzace parazitních kmitů

Mnohem zajímavější je situace u P-Z grafu, vliv kompenzace na nuly a póly pro všechny tři budící funkce je zobrazen v příloze D.

6.4 Testování navržené kompenzace na reálném zapojení servomechanismu s pružnou vazbou

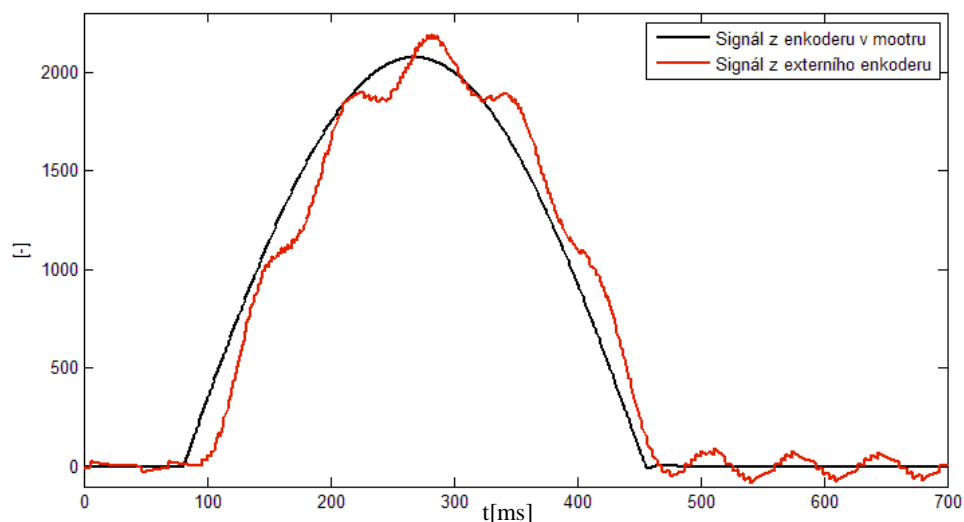
Metoda pro potlačení parazitních kmitů pomocí zpětných vazeb s váhovými koeficienty byla otestována na reálném systému popsáném v kapitole 1. Pro nastavení správných parametrů a jejich nahrání do řídicího systému, byl použit program SIMOTION SCOUT. Tento program obsahuje nástroj DCC Chart, jež slouží k nastavení řídicího algoritmu prostřednictvím funkčních bloků. Právě touto cestou byla nastavena kompenzace parazitních kmitů. Nastavení základních regulátorů proudu, rychlosti a polohy se však v DCC Chartu neprovádí, je již implementováno v samotném SIMOTION SCOUTU.

Po nakonfigurování regulační struktury v programu DCC Chart (příloha E) byly vyzkoušeny jednotlivé sady váhových koeficientů. Kompenzační signál byl přiváděn nejprve mnohonásobně zeslabený, poté byl zesilován tak, aby bylo patrné, zdali se kmity snižují či nikoliv. Odezva regulovaného servomechanismu ale byla velice špatná. Při určitém zeslabení kompenzačního signálu, byly sice kmity částečně potlačeny, zdaleka to ale neodpovídalo výsledkům simulace.

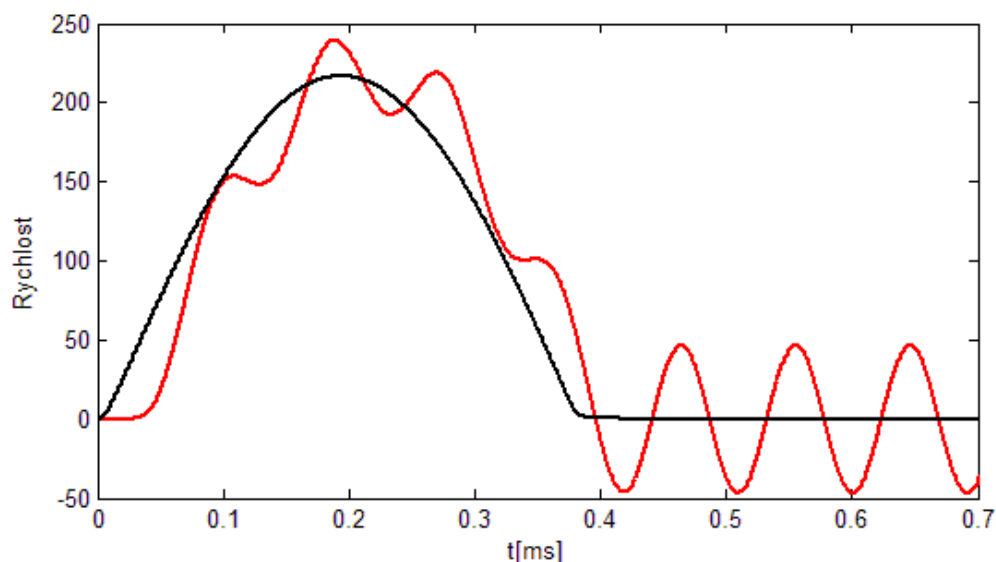
Při zjišťování závady byly proměřeny jednotlivé kompenzační signály v reálném systému a následně porovnány se stejnými signály v simulaci. Bylo zjištěno, že se ve zpětné vazbě od externího enkoderu objevuje dopravní zpoždění cca 20 ms. Je to jasně patrné grafu na obrázku 26. Signál z motorového enkoderu, řádově rychlejší, je porovnáván se signálem z externího enkoderu. Ideální by bylo, kdyby se oba signály překrývaly. Měření probíhalo bez jakékoliv kompenzace kmitů, proto se u enkoderu pro snímání setrvačnicku objevují parazitní kmity.

Zpoždění externího enkoderu je dáno především odečítáním polohy a jejím derivováním na rychlost. Signál je totiž zašuměný a derivací se šum ještě zvýší. Proto je za derivačním blokem zařazen člen, jenž se stará o jeho vyhlazení. Právě on může za velkou část dopravního zpoždění, signál se zde totiž zpozdí o 15ms. Jelikož je vlastní frekvence kmitů servomechanismu přibližně 15,7Hz, jedna perioda kmitů trvá přibližně 70ms. Dopravní zpoždění tedy představuje třetinu celé periody kmitů. Kompenzační signál proto není zdaleka v protifázi.

Z důvodu optimalizace parazitních kmitů na systému s dopravním zpožděním externího enkoderu, bylo toto zpoždění nasimulováno (obr. 26). V porovnání s reálným systémem (obr. 27) lze konstatovat, že zpoždění obou signálů je téměř stejné. Oba průběhy se liší pouze v jednotkách, protože i systémy SINAMICS a MATLAB používají rozdílné jednotky.



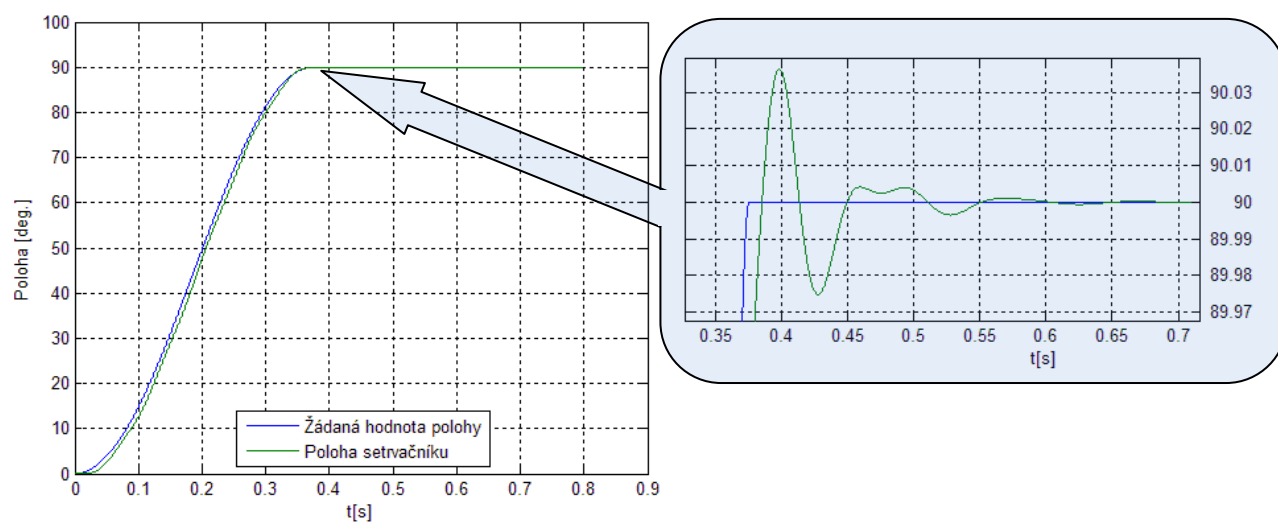
Obrázek 26: Dopravní zpoždění signálu z externího enkoderu porovnání s interním enkoderem reálného modelu



Obrázek 27: Dopravní zpoždění na externím enkoderu v porovnání s interním enkoderem nasimulované z modelu

Určitého zlepšení kompenzace bylo dosaženo zavedením dopravního zpoždění i na signál z enkoderu v motoru. Váhové koeficienty K_1 a K_2 měly hodnotu 1 a signál byl zpraven na patřičnou amplitudu pouze koeficientem K_3 . Amplituda parazitních kmitů se tím o polovinu snížila.

Další možností bylo nalezení filtru, jež by kompenzoval dopravní zpoždění tak, že by otáčel signál z externího enkoderu dopředu o tu část periody, která byla zpožděná. Tato kompenzace fungovala a je možné ji vidět na obrázku 28. Bylo pouze nutné kompenzaci připojit až po odeznění přechodového děje, neboť filtr způsoboval při přechodovém ději zvětšování parazitních kmitů.



Obrázek 28: *Kompensace parazitních kmitů s potlačením dopravního zpoždění pomocí filtru*

Závěr

Práce se zabývala zpětnovazebními metodami pro potlačení parazitních kmitů, na dvojhmotovém systému, při skokové změně žádané hodnoty polohy. Jejím cílem bylo nalezení takového nastavení kompenzace, jež by bylo dostatečně robustní pro práci v širším pracovním rozsahu.

Na základě matematicko-fyzikálního popisu byl nejprve vytvořen simulační model celého systému. Jeho správnost byla verifikována opakovaným měřením a porovnáním s reálnou laboratorní soustavou. Model sice vykazoval drobné odchylky vyplývající ze zanedbání některých vlivů, pro simulaci systému sloužícího k optimalizaci regulační struktury je však dostatečný.

Navrženy a simulačně ověřeny byly nejprve zpětnovazební kompenzace vycházející z rozdílu natočení hřídele motoru a setrvačníku. Tyto struktury sice fungovaly, jejich dosahovaná úroveň tlumení ale nebyla uspokojivá.

Z tohoto důvodu bylo přistoupeno k optimalizaci zpětnovazební kompenzační struktury využívající signály aktuální rychlosti na motoru a na setrvačníku. Oba tyto signály bylo třeba upravit patřičnými váhovými koeficienty, aby jejich součtem vznikl signál, který po přičtení k žádané hodnotě polohy bude na motoru generovat patřičné kompenzační kmitání v protifázi k parazitním kmitům.

Tato struktura již sice byla dříve nalezena a úspěšně kmitání potlačovala, byla-li však připojena i po odeznění přechodového děje, již utlumený systém znovu rozkmitávala. Proto ji bylo potřeba připojovat pouze v případě změny polohy, po utlumení byla vždy odpojována. Poskytovala však poměrně velkou robustnost.

Prostřednictvím modelu a nástroje Control and Estimation Tools Manager byly nalezeny takové parametry váhových koeficientů, jež byli schopné parazitní kmitání velmi kvalitně potlačit. Celá kompenzace byla stabilní. Po verifikaci na reálném systému bylo ale zjištěno, že externí enkoder snímající polohu setrvačníku způsobuje dopravní zpoždění 20 ms, jelikož je nutné jeho signál derivovat a vyhladit, aby vznikl signál rychlosti. Toto dopravní zpoždění způsobuje výrazný fázový posun, perioda parazitních kmitů je cca 70 ms, tudíž kompenzační signál není v protifázi a systém navíc rozkmitává.

Změnou nastavení váhových koeficientů průběh nebylo možné zlepšit. Částečně zde fungovala varianta, kdy byl zpožděn i signál z enkoderu v motoru, parazitní kmitání se tím zmenšilo na polovinu. Další možností, jež v simulaci fungovala, bylo kompenzace dopravního

zpoždění pomocí filtru. Ten fázi zpožděného signálu otáčel o patřičnou část dopředu, čímž odstraňoval vliv dopravního zpoždění. Ukázalo se však, že při přechodovém ději má tento filtr negativní vliv na průběh regulované veličiny a po jeho odeznění se objevují na zátěži poměrně vysoké kmity. Tento problém byl odstraněn připojením kompenzačního signálu až ve chvíli, kdy skončí přechodový děj. Parazitní kmity byly tímto způsobem velmi rychle utlumeny. Nevýhodou této metody je však malá robustnost, protože filtr musí být nastaven na určitou frekvenci. Bohužel se z časových důvodů nepodařilo tento způsob kompenzace ověřit na reálném systému.

Pro další pokračování ve zkoumání optimalizace kompenzace parazitních kmitů, bych doporučil v případě systému, u kterého jsou všechny parametry v čase neměnné, využít k potlačení kmitů spíše přímé metody vycházející z přesné znalosti dynamiky systému. Určitou robustnost by zde mohla přinést také metoda gain scheduling, kdy by se dopředná kompenzace nastavovala pro několik pracovních bodů.

Pro systémy v s parametry v čase proměnnými by bylo dobré využít řešenou zpětnovazební strukturu, kde se odečítá rychlost na motoru i na zátěži a jejich násobením váhovými koeficienty a sumací vzniká kompenzační signál. Je zde ale nějakým způsobem potřeba potlačit dopravní zpoždění externího enkoderu, například použitím rychlejšího snímače pro odečítání aktuální rychlosti.

Použitá literatura

[1] SOUČEK, Pavel. *Servomechanizmy ve výrobních strojích*. Vydání první. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. 210 s. ISBN 80-01-02902-6.

[2] RYDLO, Pavel. *Řízení elektrických střídavých pohonů*, 2. vyd. Liberec: TUL, 2007. 130 s. ISBN 978-80-7372-223-4.

[3] SOUČEK, Pavel; BABÁK, Antonín. *Vybrané statě z kmitání v pohonech výrobních strojů*. Vydání první. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2008. 152 s. ISBN 978-80-01-04048-5.

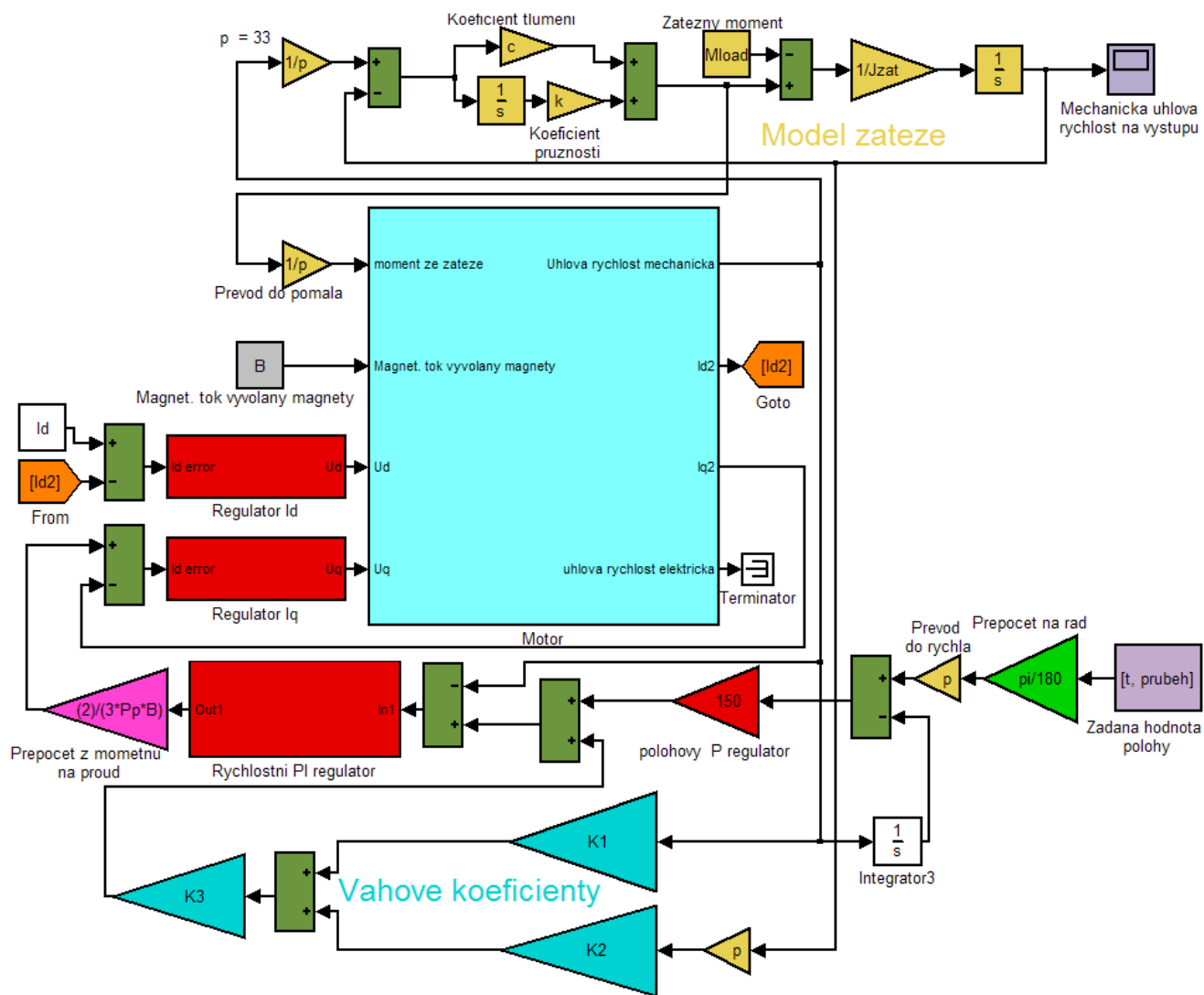
[4] Permanentní magnety: Co je třeba vědět o permanentních magnetech. [online]. 18. 5. 2004, [cit. 2011-05-19]. Dostupný z WWW: <http://www.sinomag.cz/data/sinomag/downloads/Permanentni_magnety.pdf>.

[5] Bílý šum. In *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. St. Petersburg (Florida) : Wikipedia Foundation, 13. 4. 2006, last modified on 10. 3. 2010 [cit. 2011-05-19]. Dostupné z WWW: <http://cs.wikipedia.org/wiki/Bílý_šum>

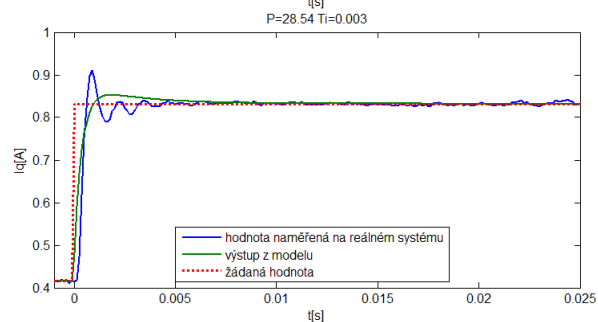
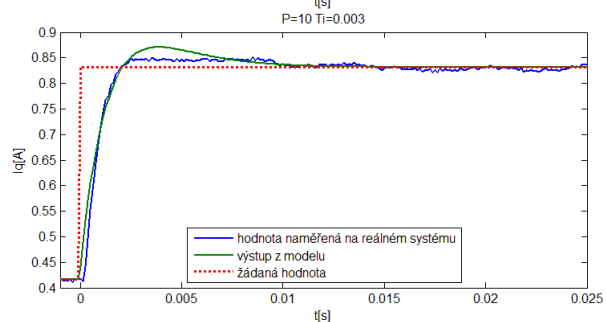
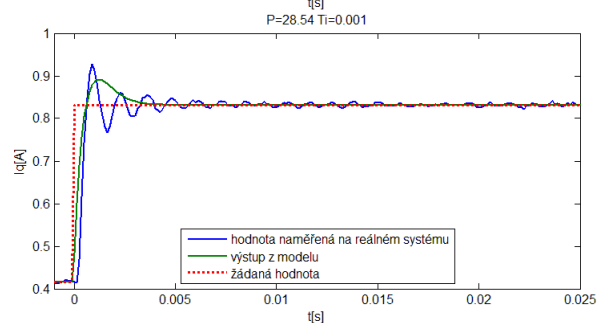
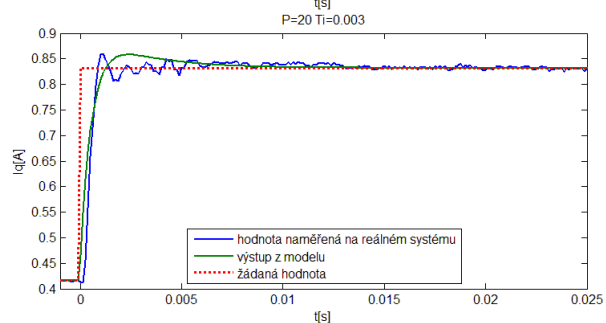
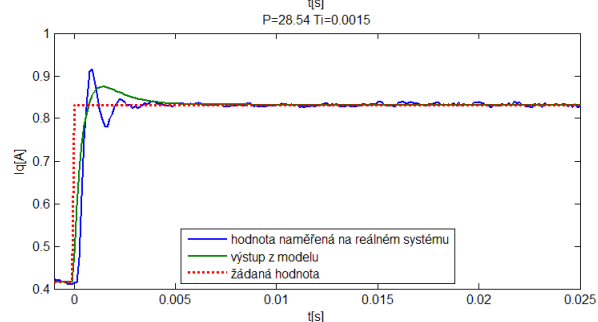
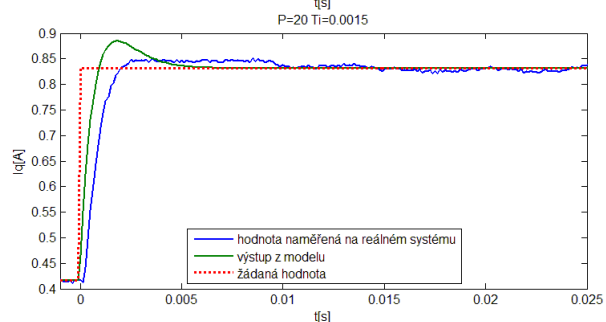
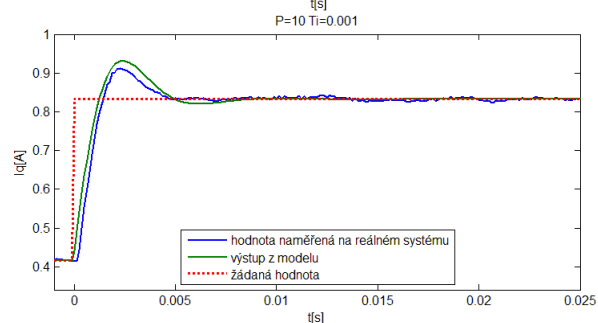
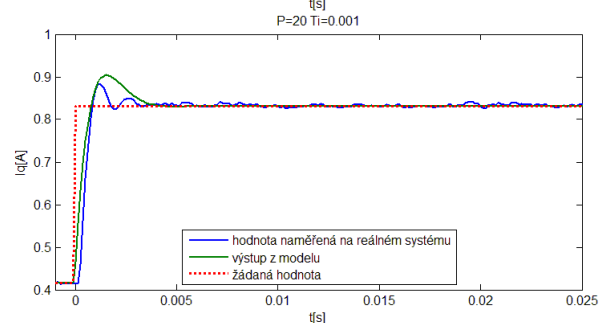
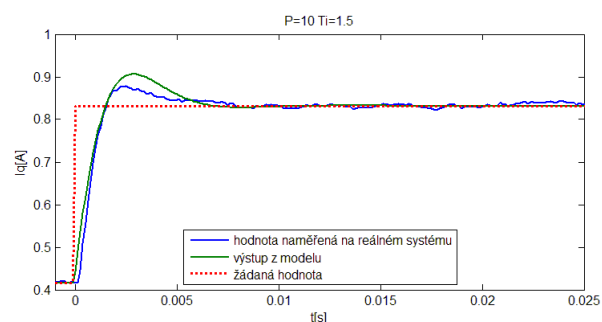
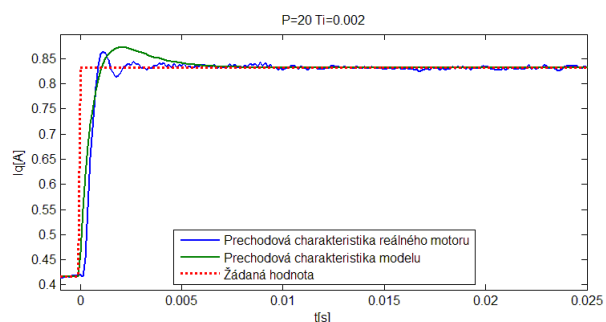
[6] *SINAMICS S120 Drive System* [online]. 10.11.2007 [cit. 2011-05-19]. PROFIdrive and SINAMICS, s. . Dostupné z WWW: <<http://englisch.meyle.de/pdf/Productlines---Siemens-Siemens-Drives-and-motion-control-Siemens-Sinamics-S120.pdf>>

Přílohy

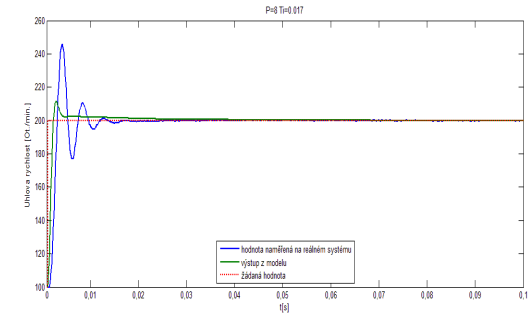
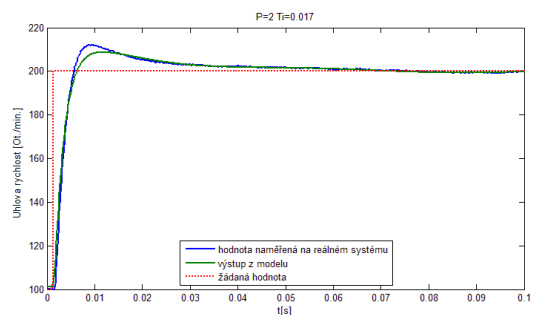
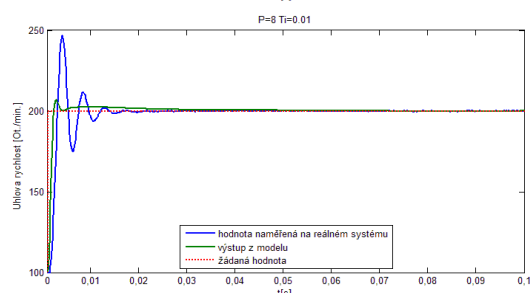
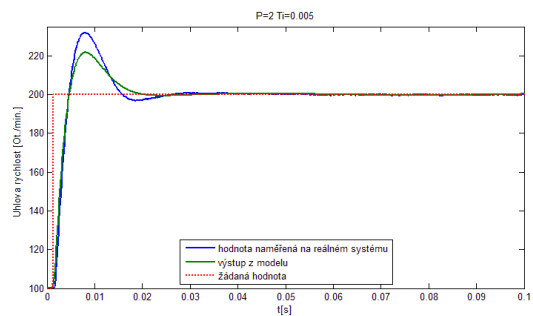
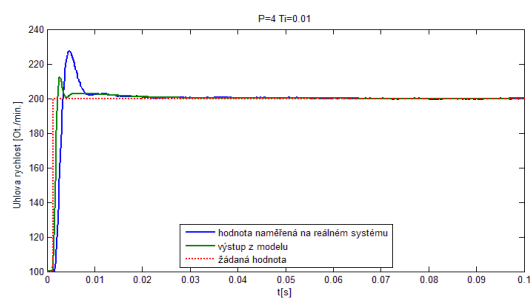
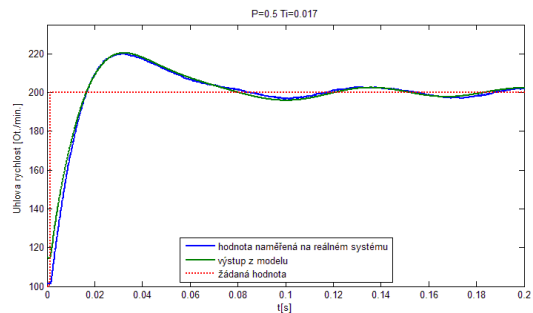
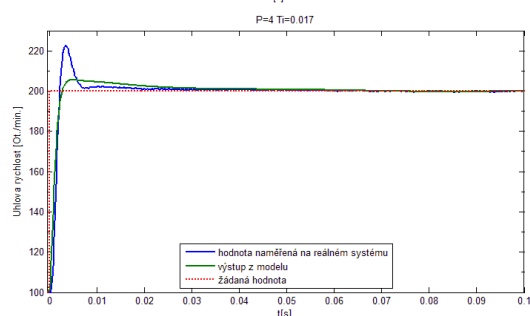
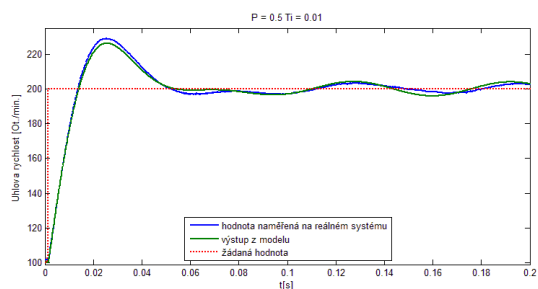
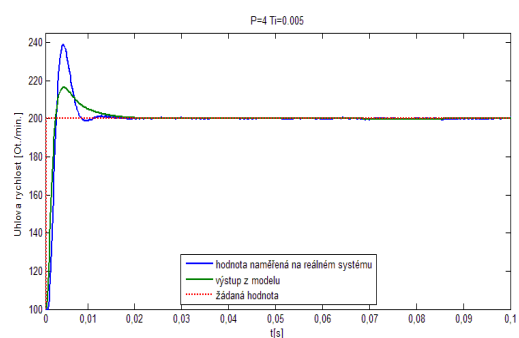
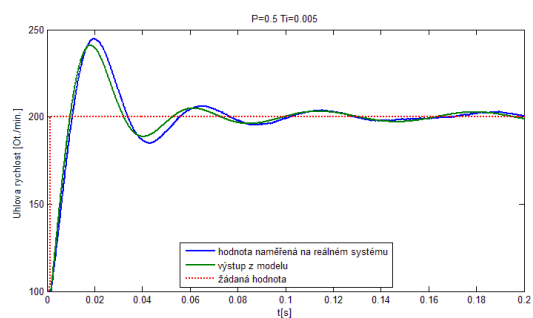
Příloha A: Simulační schéma servomechanismu s kompenzací parazitních kmitů pomocí váhových koeficientů ve zpětné vazbě



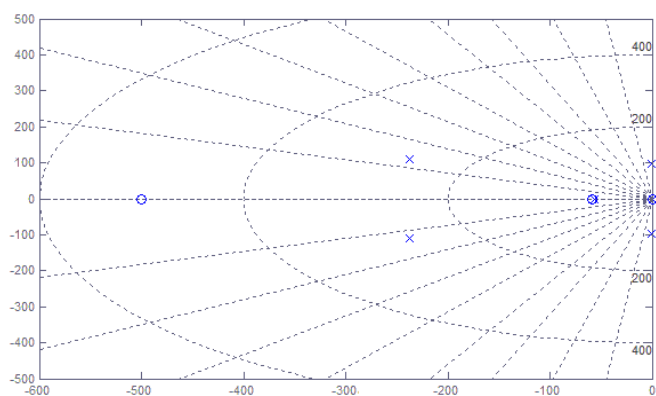
Příloha B: Přechodové charakteristiky proudových regulátorů pro verifikaci modelu



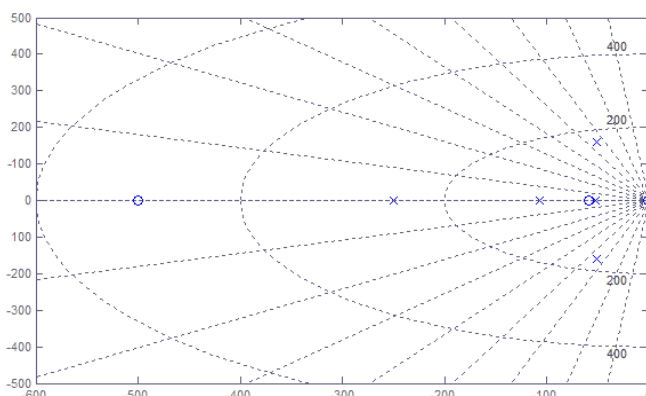
Příloha C: Přechodové charakteristiky rychlostních regulátorů pro verifikaci modelu



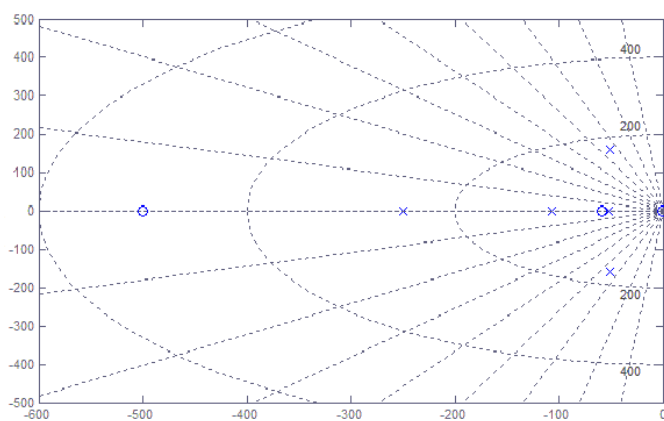
Příloha D: Vliv kompenzace parazitních kmitů na rozložení nul a pólů systému



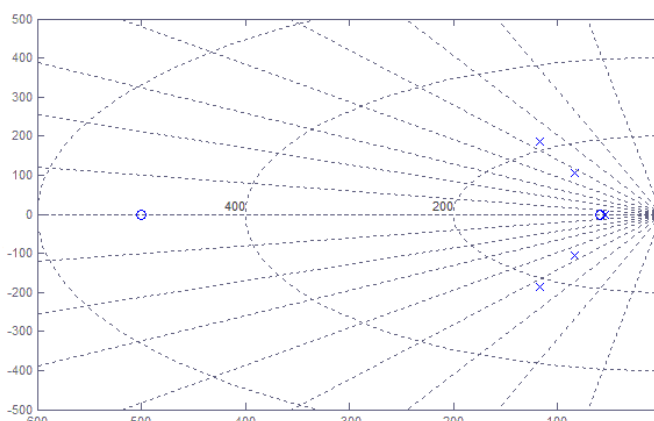
Průběh žádané polohy bez kompenzace



Harmonický průběh žádané polohy s kompenzací



Parabolický průběh žádané polohy s kompenzací



Polynomický průběh žádané polohy s kompenzací

Příloha E: Zapojení kompenzace v DCC Chart

